



Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica, Telecomunicações e
2011 Informática

Wilson Sousa Cerino

**Sistema de Comunicação por Luz Visível Baseado em
FPGA**



Wilson Sousa Cerino

Sistema de Comunicação por Luz Visível Baseado em FPGA

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Luis Filipe Mesquita Nero Moreira Alves, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e do Doutor Dinis Gomes Magalhães dos Santos, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

O júri

Presidente

Doutor José Carlos da Silva Neves

Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Doutor Dinis Gomes Magalhães dos Santos

Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Doutor Luis Filipe Mesquita Nero Moreira Alves

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Doutora Joana Catarina Martins Mendes

Bolseira de Pós-doutoramento do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro

Agradecimentos

Não há palavra que possa expressar a minha profunda gratidão, àqueles que me inspiraram e que me forneceram um poço sem fundo de apoio emocional, saberes e conhecimentos técnicos que não imaginaria tê-los se não tivesse tido esta nobre oportunidade durante esta minha caminhada:

Aos meus orientadores, professor Doutor Luis Filipe Mesquita Nero Moreira Alves, professor Doutor Dinis Gomes Magalhães dos Santos pelo apoio e orientação e ao mestre Domingos Terra, por ter partilhado comigo todo seus conhecimentos, revelando fundamental para correcta abordagem deste projecto. Não posso deixar de agradecer a minha avó Cipriana Rodrigues, por ser acima de tudo uma referência que eu tenho a seguir e, também por tudo o que hoje sou, feito de conhecimentos do passado que muito preso e estimo mas com um olhar atento aos novos sinais dos tempos modernos. Aos meus pais, Alice Rodrigues Cerino e João Cerino Moreno pelo apoio que me deram no decorrer da minha formação, ao Teotónio que sempre motivou e incutiu sentido de responsabilidade.

Aos meus irmãos: Especialmente para Marlene, Odair (meu gémeo), João, Fernando, Edi, Bia, Diana.

Aos meus sobrinhos: Jackilson, Kela, Annaly, Kenzo e ao Paulo, para que possam um dia entender que, apesar do que parece, a vida e os objectivos, implicam sempre trabalho, dedicação, lealdade e espírito de sacrifício.

Finalmente à Hortência, pela inspiração e coragem. Por todo seu apoio, por todo o carinho, pela imensa paciência e acima de tudo, por todo seu amor. Á Lendi em especial, pela motivação e momentos de inspiração que privamos juntos.

Á todos que de uma forma directa ou indirecta contribuíram para finalização desta tese, o meu mais profundo reconhecimento e agradecimentos.

Palavras-chave

Comunicação, Luz Visível, *Spread Spectrum*, FPGA, *Direct Sequence*.

Resumo

O crescente desenvolvimento da indústria electrónica veio acelerar as potencialidades de variadíssimos dispositivos de comunicação. A comunicação hoje em dia é de fácil acesso para qualquer pessoa, onde quer que esteja. Em situações desfavoráveis exige-se que o sistema de comunicação tenha a capacidade de atenuar as interferências que corrompem o sinal de informação desejado. Vários sistemas de comunicação e dispositivos sofisticados têm sido desenvolvidos com intuito de salvaguardar as pretensões e os anseios à medida que os nossos hábitos e necessidades se tornam mais exigentes alterando. Apesar de ter surgido no auge da segunda guerra mundial o sucesso de técnica por espalhamento de espectro (*Spread Spectrum*) só ficou comprovado há cerca de duas décadas por falta de tecnologias avançadas. O espalhamento de espectro é uma das técnicas de modulação de sinal de transmissão com propriedades que não se encontram em nenhuma outra técnica de modulação. Um dos objectivos desta dissertação é desenvolver um sistema de comunicação *spread spectrum* por meio de luz visível. A disseminação dos bits de dados foi feita recorrendo uma das duas principais técnicas de espalhamento de espectro: o espalhamento por sequência directa (*Direct Sequence Spread Spectrum*, DSSS), usando a sequência de Barker modificada de comprimento 10. Todo o sistema de comunicação foi desenvolvido em software MATLAB utilizando a ferramenta de suporte System Generator da Xilinx para posterior lançamento numa plataforma FPGA. Arquitectura do receptor usa um conversor analógico digital de 14 bits de resolução e um *Matched Filter* para uma rápida sincronização e aquisição de dados.

Keywords

Communication, Visible Light, Spread Spectrum, FPGA, Direct Sequence.

Abstract

The increasing development, of the electronics industry the potential for a variety of different communication devices has accelerated. Communications today are easily accessible to anyone, wherever one is. Under unfavorable situations the communication system must have the ability to mitigate interference that corrupts the desired information in the signal. Several communication systems and sophisticated devices, have been developed with a view to safeguard the aspirations and desires as our habits and needs are changing. Although originated at the height of the second world war the success of spread spectrum technology has only been demonstrated about two decades ago due to the lack of advanced technologies. Spread spectrum is a modulation technique for signal transmission with unique properties not found in any other modulation technique. One of the objectives of this dissertation is the development and implementation of a spread spectrum communication system using visible light. The spread of the data bits was done using one of two main spread spectrum techniques - Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) - using a modified Barker sequence of length 10. The entire communication system was developed using the MATLAB software tool to support the Xilinx System Generator for later release on a platform FPGA. The receiver architecture uses 14-bit analog to digital converter resolution and a Matched Filter for a quick data synchronization and acquisition.

Dedicatória

Para a minha avó...por tudo.

Para meus pais...pelo apoio incondicional.

Para a pessoa que tenho muita estima Hortência.

Conteúdo

Conteúdo	I
Lista de Figuras	III
CAPÍTULO 1 – Introdução	1
1.1 – Enquadramento.....	1
1.2 – Objectivos.....	5
1.3 – Estrutura da Dissertação	5
CAPÍTULO 2 – <i>Spread Spectrum</i>	7
2.1 – Introdução.....	7
2.1.1 – Ilustração Histórica.....	7
2.1.2 – Motivação.....	9
2.2 – Descrição da técnica	10
2.2.1 – O que é o <i>Spread Spectrum</i> ?	10
2.2.2 – Propagação Óptica em Espaço Livre.....	14
2.2.4 – Arquitectura Típica Ponto a Ponto	17
2.3 – Tipos de Sistema Spread Spectrum	18
2.3.1 – Espalhamento Espectral por sequência directa (<i>direct sequence spread spectrum</i>)	18
2.3.1.1 – Caracterização do Sistema <i>Direct Sequence</i>	19
2.3.1.2 – Ganho de Processamento.....	20
2.3.1.3 – Margem de Interferência	23
2.3.1.4 – Diagrama de Blocos	24
2.3.2 – Frequency Hopping Spread Spectrum.....	28
2.3.2.1 – Caracterização do Sistema <i>Frequency Hopping</i>	28
2.3.2.2 – Diagrama de Blocos do Sistema.....	30
2.3.2.3 – Comparação dos métodos <i>Direct Sequence</i> e <i>Frequency Hopping</i>	31
2.4 – Aplicações	32
CAPÍTULO 3 – Sequências de <i>Spreading</i> e <i>Matched Filter</i>	37
3.1 – Sequências de Spreading	37

3.1.1 – Sequências pseudo aleatórias (<i>Pseudo-Noise</i> , PN).....	39
3.1.2 – Códigos de <i>Gold</i>	43
3.1.3 – Códigos de <i>Kasami</i>	46
3.1.4 – Minorante de <i>Welch</i>	49
3.2 – Detecção por Matched Filter	51
3.2.1 – Estrutura de um <i>Matched Filter</i>	52
3.2.2 – Simulação <i>Matched Filter</i>	55
3.2.3 – Matched Filter vs Integrate and Dump	56
3.2.4 – Código de Aquisição e <i>Tracking</i>	57
CAPÍTULO 4 – Projecto Sistema do Comunicação <i>Spread Spectrum</i>	61
4.1 – Introdução.....	61
4.2 – Código de Barker.....	62
4.2.1 – Característica de Código de Barker.....	62
4.2.2 – Código de Barker Modificado	64
4.3 – Sistema de Comunicação Spread Spectrum Desenvolvido	66
4.4 – Transmissor Direct Sequence	67
4.5 – Modulação Sequence Inverse Keying (SIK)	69
4.6 – Canal de Comunicação Spread Spectrum.....	70
4.7 – Normalização para Conversor Analógico Digital	72
4.8 – Conversor Analógico Digital (ADC).....	74
4.9 – Receptor Direct Sequence	76
4.10 – Resultados Analíticos e Experimentais	78
4.10.1 – Nível de Decisão	78
4.10.2 – Performance de Taxa de Erro de Bit BER.....	81
CAPÍTULO 5 – Conclusão	83
Referências	85

Lista de Figuras

Figura 1 - Espectro do sinal no domínio da frequência.....	11
Figura 2 - Modelo típico do Sistema de Comunicação <i>Spread Spectrum</i>	12
Figura 3 – Arquitectura Ponto a Ponto de um Sistema Óptico.....	17
Figura 4 - Aplicação da técnica spread spectrum de sinal digital.	24
Figura 5 - Diagrama de bloco de um sistema <i>Direct Sequence</i>	26
Figura 6 - Diagrama de banda de <i>Frequency Hopping</i>	29
Figura 7- Diagrama de bloco do sistema <i>Frequency Hopping</i>	30
Figura 8 - Sistema de controlo de um veículo.....	34
Figura 9 - Sistema de controlo <i>Road-to-Vehicle</i>	34
Figura 10 - Estrutura de sequência de <i>spreading m-sequence</i>	41
Figura 11 - Função de auto-correlação de <i>m-sequence</i>	42
Figura 12 - Função de correlação cruzada de <i>m-sequence</i>	42
Figura 13 - Função de auto-correlação de sequência <i>Gold</i> $N_p = 31$	44
Figura 14 - Função de correlação cruzada de sequência <i>Gold</i> $N_p = 31$	45
Figura 15 - Gerador de $N_p + 2$ sequências <i>Gold</i>	46
Figura 16 - Função de auto-correlação de <i>Kasami-Codes</i>	47
Figura 17 - Função de correlação cruzada de <i>Kasami-Codes</i>	48
Figura 18 - Estrutura lógica de um <i>Matched Filter</i>	53
Figura 19 - Sinal de correlação a saída do <i>Matched Filter</i>	55
Figura 20- Região do tempo de incerteza.....	58
Figura 21 - Representação de um sinal codificado em 11 chips.	63
Figura 22 - Sinal de sequência Barker modificada de comprimento 10.	65
Figura 23 - Diagrama de bloco gerador da sequência de Barker modificada.....	65
Figura 24 - Modelo Genérico do Sistema de Comunicação Implementado.....	66
Figura 25 - Sinal de bit de dados e sequência de <i>spreading</i> no transmissor.	67
Figura 26 - Diagrama de bloco do transmissor <i>Direct Sequence</i>	68
Figura 27 - Diagrama de bloco de canal de comunicação AWGN.	71

Figura 28 - Bloco de normalização da amostra para Conversor Analógico Digital.....	73
Figura 29 - Conversor Analógico Digital - ADC.....	75
Figura 30 - Diagrama de Bloco do Receptor <i>Direct Sequence</i>	77
Figura 31 - Estimativa de nível de decisão para SNR de 0.vs. BER.....	79
Figura 32 - Estimativa de nível de decisão para SNR de 7.vs. BER.....	79
Figura 33 - Estimativa de nível de decisão para SNR de 15.vs. BER.....	80
Figura 34 - Performance do sistema de comunicação DSSS.....	81

Listas de Tabelas

Tabela 1 - Minorantes de <i>Welch</i> para famílias de códigos de <i>spreading</i>	50
Tabela 2 - Recursos utilizados por uma FPGA Spartan 3E.....	82
Tabela 3 - Recursos utilizados por uma FPGA Spartan 6.	82

Siglas e Acrónimos

BER: Bit Error Rate
BPSK: Binary Phase Shift Keying
CDMA: Code Division Multiple Access
DD: Direct Detection
DLL: Delay Lock Loop
DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum
FIR: Finite Impulse Response
FM: Frequency Modulation
FPGA: Field Programmable Gate Array
FSO: Free Space Optical
GP: Ganho de Processamento
GPS: Global Positioning System
HB: High Brightness
HDTV: Hight Definition Television
IM: Intensity Modulation

IR: InfraRed
ISI: Intersymbol Interference
ISM: Industrial Scientific and Medical
LAN: Local Area Network
LASER: Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LED: Light Emitting Diode
LFSR: Linear Feedback Shift Register
MAI: Multiple Access Interference
M-QAM: Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation
MSK: Minimum-Shift Key
OOK: On-Off Keying
PBX: Private Branch Exchange
PCM: Pulse Code Modulation
PDA: Personal Digital Assistants
PIN: P-Type Intrinsic N-Type Diodes
PN: Pseudo-Noise
PSK: Phase-shift keying
QAM: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying
SIK: Sequence Inverse Keying
SNR: Signal Noise Ratio
SIT: Sistemas Inteligente de Transporte
VLC: Visible Light Communication
VLAN: Virtual Local Area Network

CAPÍTULO 1 – Introdução

1.1 – Enquadramento

Sendo uma tecnologia emergente, a comunicação de luz visível (VLC) tem crescido nos últimos anos numa área de grande interesse em investigação e é apresentado como uma tecnologia complementar para os actuais sistemas de rádio frequência.

Luz visível é usada como um meio de transmissão, permitindo que esta tecnologia ser usada num sistema de iluminação e transmissão. Embora esta seja uma tecnologia emergente, VLC já tira proveito de vários recursos significativos e conhecimento acumulado sobre infravermelho (IR), sistemas ópticos no espaço livre e os avanços recentes nos díodos emissores de luz (LEDs) com alto brilho (HB).

Estes dispositivos de estado sólidos estão disponibilizando boas performances sobre a barreira de 150lm/W de tal modo que se instalaram na indústria de iluminação como uma tecnologia para o futuro. A ubiquidade para não ser apenas de iluminação baseados em LED motivada por baixo consumo de energia fornece uma disposição oportunista do VLC generalizada. Estes sistemas têm um grande potencial para se tornar parte integrante dos sistemas de transporte inteligentes (STI), assim, desempenhar um papel fundamental em aplicações de segurança rodoviária [1].

Em cenário exterior como no caso de controlo de tráfego de veículo é aplicável em condições normais, ou seja, quando a comunicação por luz visível é livre de factores ambientais. Mas nestas condições irá variar o comportamento de canal de comunicação e, assim, área de serviço será afectada portanto, é necessária e uma técnica de modulação robusto para este sistema. A modulação baseada em DSSS foi amplamente utilizada no sistema de rádio e considerado sistema robusto especialmente em ambiente ruidoso. No entanto, requisito de largura de banda de transmissão aumenta a taxa de dados assim que afectam. Mas, em aplicações de segurança rodoviária da difusão de informações de tráfego, a taxa de dados não é uma questão importante. Minimizar o efeito do ruído externo é o mais importante neste tipo de sistema [2].

Este projecto versa sobre sistema de VLC suportado pela técnica de espalhamento de espectro (*spread spectrum*) através de uma das suas técnicas de modulação, em particular centrada na técnica de modulação conhecida como espalhamento por sequência directa (*direct sequence spread spectrum*) utilizando a luz visível como meio de transmissão de informação de dados. A crescente necessidade de transferências, por um lado, de informações de dados, voz e vídeo a taxas muito elevadas e, por outro, a utilização eficiente de largura de banda disponível, determinaram a necessidade em desenvolver outros tipos de sistemas de comunicações eficientes que pudessem responder estes anseios. E por outro lado, a rápida mudança de hábitos conduziu os engenheiros e projectistas de sistemas de comunicação à conclusão de que a mobilidade era um factor a ser ultrapassado durante qualquer comunicação.

Nos últimos anos colocou-se grande ênfase, entre os dispositivos de comunicações sem fios, nos sistemas de comunicação de curto alcance. Um exemplo disso é o Bluetooth. A tecnologia Bluetooth é essencialmente uma técnica de comunicação de dados sem fios de curto alcance numa região com cerca de 10 m de raio. Pode encontrar-se em diversas aplicações práticas em dispositivos de comunicação móvel – celulares, PDA's (*Personal Digital Assistants*), auricular sem fio e dispositivos periféricos semelhantes [3]. Neste tipo de sistema de comunicação sem fio, por vezes, é empregue numa ou mais estação base, em que cada estação oferece uma área de cobertura. Uma estação base típica pode transmitir múltiplos dados usando uma arquitectura de transmissão *broadcast*, *multicast*, e/ou serviços *unicast*. Isto é, os dispositivos de comunicação ficam ao serviço da transferência de informação dependendo das várias tipologias existentes. Consoante a arquitectura do sistema pode-se ter transferência do tipo - *Single-In-Single-Out*, *Múltiplo-In-Single-Out*, ou *Multiple-In-Multiple-Out* [4].

A tecnologia de espalhamento de espectro é amplamente empregue em diversos dispositivos de comunicação e, em combinação com outras tecnologias, apresenta enormes potencialidades e vantagens em sistemas de comunicações sobretudo em comunicação sem fios. Esta técnica possui propriedades únicas que não podem ser encontradas em nenhuma outra técnica de modulação. Aqui tem-se a oportunidade de conhecer em detalhe as vantagens e desvantagens para um sistema típico de espalhamento de espectro. Basta olharmos para diversos dispositivos de comunicação hoje em dia, tais como dispositivos de monitorização, controlo, medição e sobretudo dispositivos de comunicação que alteraram a nossa forma de vida.

A razão inicial para o desenvolvimento do espalhamento espectral foi a sua peculiar característica para preservar a integridade das mensagens de rádio, em particular nas aplicações militares, logo depois da segunda guerra mundial. A aplicação em comunicações sem fios como redes celulares e Wi-Fi tem em vista melhorar a performance, garantir a estabilidade do sistema, reduzir as interferências em ambientes ruidosos e permitir partilhar vários utilizadores na mesma largura de banda como acontece no sistema *Code Division Multiple Access* (CDMA), destacado como sendo a melhor escolha de tecnologia para standard 3G. A técnica de espalhamento de espectro tornou-se apetecível em detrimento de outras técnicas de comunicação, por exemplo, sistema rádio frequência que apresenta alguns problemas no desempenho do sistema de comunicação sem fio disponível, muito embora tenha uma quota de mercado comercial bastante grande. Em situações de ambientes interiores como nos hospitais, e nos exteriores como controle de tráfego pode-se encontrar a aplicação da técnica de modulação por espalhamento de espectro através de comunicação óptica por luz visível, por ser mais barata e não necessitar de licenciamento. Os dispositivos de estado sólido, neste caso, os LEDs, podem ser utilizados como fonte de iluminação e ao mesmo tempo como transporte de sinal de informação. Neste ambientes adversos, em que o sistema está sujeito a vários factores de ordem ambiental, os sistemas de comunicações por via rádio apresentam problemas interferências multipercurso e de multiutilizador. Para uma comunicação nestes ambientes é necessário que o sistema de comunicação seja capaz de resistir as interferências externas, operar em níveis baixos de densidade espectral de potência e dispor de autonomia [5].

A comunicação por luz visível é uma das áreas ainda a ser explorada, com fortes potencialidades de vencer no mercado comercial, apresentando uma mais-valia em termos custo-benefício. Neste projecto pretende-se elaborar um estudo de sistema de comunicação, usando a luz visível como meio de transmissão de dados. Na comunicação por luz visível a fonte de luz possui um comprimento de onda na banda de 400 a 750 nm (pode ser percebida pelo olho humano) e o sinal utiliza como canal de transmissão o espaço livre. As suas características permitem que a comunicação ocorra durante a iluminação. Em particular os LEDs são usadas como fontes de luz para iluminação, em particular a potência de luz LED que apresenta bom espectro de luz para transmissão de informação e baixo custo de implementação. A crescente motivação dos dispositivos LED noutros domínios de aplicação deve-se à possibilidade de ser usada não só como fonte de iluminação, mas também para emissão de sinais. A comunicação por luz visível usando LEDs é uma tecnologia emergente fundamental para um sistema de comunicação permanente. Os LEDs têm as vantagens de serem rápidos a comutarem, tempo de vida longo, baixo custo de manutenção,

visibilidade e a luz visível emitida é seguro para corpo humano. É expectável que o sistema comunicação ganhe rápida aceitação, inspirando várias aplicações em ambientes e interiores e exteriores. Os dispositivos LEDs coloridos e brancos estão sendo usados em larga escala na iluminação interior, interna e iluminação externa de automóvel (luzes traseiras – e agora atingindo também luzes dianteiras), controle de tráfego relâmpago (luz de tráfego ou semáforos), em grandes painéis, etc. E o facto de poderem ser comutados a alta frequência pode ser aplicados em sinais de tráfego, luzes indicadoras, lâmpadas e electrónica de consumo.

Os LED são capazes de gerar potência de luz que pode ser usada como fonte de transmissão de dados através de mecanismo de modulação ON/OFF ou modulação em intensidade a taxas superiores às até hoje possíveis chegando aos 10 – 20 MHz dependendo da cor e do tipo de filtragem. Geralmente a taxa de transmissão para sistema de comunicação por luz visível é limitada pelo tempo de comutação dos dispositivos LED.

A grande contribuição de comunicação por luz visível na transmissão de dados é a não dependência da largura de banda limitada que acontece em sistema de rádio frequência para outros usos. Os sistemas de comunicação por luz visível podem ser usados em variadíssimas aplicações, tais como:

- Em infraestruturas de telecomunicações – pode-se encontrar em nós de redes de comunicações instalada em local permanente para aplicações em VLAN;
- Em comunicações móveis – dispositivos de mobilidade baixa, também se pode incluir dispositivos fixos, como no caso de PDA;
- Em controlo de veículos – esta é uma área com potencial em VLC outras serão ambientes interiores exteriores associada a sistema de iluminação pública a LED.

1.2 – Objectivos

De acordo com a abordagem feita na secção anterior, o objectivo deste trabalho é desenvolver um sistema de comunicação por luz visível, e previamente elaborar um estudo do sistema e familiarizar o leitor com as técnicas de modulação de espalhamento espectral.

Tendo em vista vários cenários de aplicação futura do sistema de comunicação por espalhamento de espectro, os objectivos do presente trabalho passam pelo estudo e implementação desta técnica de modulação. É também objectivo deste trabalho abordar o protocolo de comunicação que melhor se adequa ao canal óptico. A comunicação por luz visível tem ganho o seu espaço, vários estudos e pesquisas indicam que a fonte de luz LED terá um papel muito importante como meio de transmissão de sinal, além de poder ser utilizada como fonte de iluminação. Este objectivo foi alcançado como se pode ver o desenvolvimento do protótipo para efeitos de simulação capítulo 4.

1.3 – Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está organizada em quatro capítulos, além deste capítulo introdutório. Os dois primeiros capítulos fornecem o enquadramento teórico, num contexto sobre a essência do sistema de espalhamento de espectral, as aplicações e vantagens ao nível global para o trabalho apresentado nos capítulos seguintes.

Capítulo 2 – *Spread Spectrum* – Neste capítulo é feita a introdução de alguns conceitos e métodos para compreensão do trabalho proposto. São abordados de forma genérica os conceitos de espalhamento de espectro. São feitas considerações de forma resumida em relação à comparação entre as duas principais técnicas de modulação de sistema por espalhamento de espectro - embora haja diferença na técnica de modulação, ambas possuem em comum a sequência de *spreading* para obtenção do sinal de espalhamento de espectro. No final deste capítulo são apresentadas algumas vantagens e aplicações do sistema de comunicação por espalhamento de espectro em vários domínios, tais como áreas comerciais e aplicações militares, assim como em medicina.

Capítulo 3 – **Sequências de *Spreading* e *Matched Filter*** – Neste capítulo é feita uma breve discussão do ponto de vista das sequências de *spreading*. Estas sequências podem ser agrupadas em dois grupos – primeiramente encontram-se códigos de comprimentos longos, como são os casos, dos códigos de Gold, Kasami e sequência pseudo-ruído. Por outro lado código de comprimento curto, neste caso o código de Barker sendo mais representativos. As sequências de *spreading* possuem características próprias que lhes permitem exibir boas propriedades de auto correlação e correlação cruzada que se diferenciam consoante o uso a que se destinam. Consequentemente, estas sequências de *spreading* traduzem em picos máximos e mínimos de correlação bastantes salientes à saída do correlator por filtro óptimo (*Matched Filter*), o que facilita a descodificação no receptor. A escolha de *Matched Filter* na arquitectura do receptor tem como objectivo de implementação numa plataforma FPGA.

Capítulo 4 – **Implementação e Simulação do Sistema de Comunicação de Espalhamento de Espectro** – Neste capítulo é desenvolvido toda a arquitectura do sistema de comunicação em software MATLAB utilizando a ferramenta de suporte System Generator da *Xilinx* para posterior implementação na plataforma FPGA. O sistema de comunicação foi construído em quatro módulos – transmissor, canal de comunicação, o bloco de normalização linear, o conversor analógico digital e finalmente o bloco receptor. A descrição de cada módulo é feita apresentando sempre um diagrama de bloco o que o torna mais evidente facultando deste modo a compreensão do mesmo. As análises dos resultados de simulação são feitas usando a taxa de erros de bit (BER) em função do parâmetro SNR (relação sinal-ruído), finalizando assim toda implementação do sistema.

Capítulo 5 – **Conclusão** – Aqui são analisados os resultados e simulações da performance do sistema de comunicação proposto. Esta dissertação termina apresentando um resumo de todo trabalho realizado, as conclusões do trabalho desenvolvido e alguns aspectos mais relevantes da arquitectura deste sistema de comunicação, suportada pela técnica de modulação de espalhamento de espectro.

CAPÍTULO 2 – *Spread Spectrum*

2.1 – Introdução

O objectivo desta análise visa abordar e implementar um sistema de comunicação ópticas usando a técnica *Spread Spectrum* para transmissão. O emissor utiliza a técnica por espalhamento de espectro para disseminar o sinal de informação capaz de ser conduzido por um array de fontes de luz LEDs. No receptor um fotodíodo capta o sinal e por meio de um filtro detector, *Matched Filter* que permite rápida sincronização e aquisição do sinal *Spread Spectrum* transmitido.

2.1.1 – Ilustração Histórica

Informações mais antigas revelam que Guglielmo Marconi, provavelmente, foi o primeiro a empregar *Spread Spectrum* na transmissão de dados sem que soubesse. No início da sua experiência utilizou um sinal de rádio frequência com maior largura de banda que o sinal a transmitir. Mais tarde a sua experiência veio desencadear uma revolução sem precedentes na tecnologia de comunicação, que abre hoje portas a vários cenários de aplicação.

Hoje, as comunicações sem fios desempenham um papel fundamental na nossa vida diária. Os telefones celulares e outros dispositivos de comunicação são muito comuns e dificilmente poderíamos imaginar a vida sem eles. No nosso dia-a-dia, não usamos apenas os para conversar, mas também para aceder à internet, para ver as últimas actualizações das notícias ou até mesmo na gestão das nossas programações diárias. As possibilidades de emprego desta técnica são infinitas. A tecnologia rádio baseia-se numa ideia fenomenal que nasceu há 70 anos e que naquele tempo, foi escarnecida como irrealista e impossível aos olhos de muitos.

O avanço da tecnologia electrónica veio proporcionar ao espalhamento espectral potencialidade para revolucionar o mundo das comunicações, sobretudo sem fios. Esta técnica de modulação foi descoberta onde menos se esperaria, em Hollywood, por uma estrela de cinema Hedy Lamarr e um famoso cantor da música experimental dos anos 1930 - George Antheil. Conheceram-se numa festa em Hollywood e tornaram-se amigos. Durante o curso das suas conversas centradas na guerra

discutiram de que forma poderiam contribuir, tendo em conta várias reuniões relacionadas com assuntos militares presenciadas por Lamarr na companhia do seu antigo marido.

Lamarr relatou a Antheil a sua ideia de um sistema de comunicações secretas que poderiam guiar torpedos para seus alvos sem ser interceptado pelos inimigos, utilizando o envio de mensagens com múltiplas frequências de rádio num padrão aleatório.

No ano de 1941, no auge da guerra, os estudos indicavam que as ondas de rádio eram melhores do que os fios para o controlo de armas, por exemplo os engenhos explosivos. Por um lado, era difícil ter um fio que fosse suficientemente extenso e por outro, a garantia que não quebrasse. Nesta demanda a escolha recaiu sobre as ondas de rádio por não exigir em qualquer ligação física entre o comandante e o engenho explosivo, mas com a desvantagem dos inimigos poderem ter acesso ao canal e usá-lo em seu proveito.

Usando a técnica de *spread spectum* a mensagem era enviada em “bursts” de diferentes frequências, de modo que, mesmo que alguém escutasse uma determinada frequência seria incapaz de decifrar a mensagem. Mas dada a época, eles debatiam-se com o problema de sincronismo entre o transmissor e o receptor. Como resultado da sua longa experiência na música, Antheil encontrou uma solução para o problema, ou seja, dois rolos de papel com a mesma sequência pseudo aleatória perfurada que garantam o sincronismo de, no transmissor e receptor. Se os dois rolos forem iniciados ao mesmo tempo e os motores possuírem boa estabilidade de rotação a sincronização pode ser mantida até ao ponto de guiar torpedo ao alvo. No seu projecto original utilizou 88 frequências, correspondente ao número das teclas do piano que foram as primeiras frequências utilizadas no sistema *Frequency Hopping Spread Spectrum*.

Com o passar dos anos, a indústria electrónica progrediu e houve grande interesse em experimentar a técnica por espalhamento de espectro usando componentes digitais ao invés de rolos de papel. O termo “*Spread Spectrum*” entrou inicialmente em uso no princípio da década 60. Hoje, considera-se esta técnica como uma técnica de modulação para sistemas de comunicação, permitindo proporcionar aos utilizadores autorizados uma chave de codificação do sinal de espalhamento de espectro.

A técnica de espalhamento de espectro é utilizada particularmente pelos militares, devido à sua baixa probabilidade de intercepção, o que significa que seria difícil para os curiosos aceder a informação sem o conhecimento prévio do sinal de referência no receptor para descodificação final. A maior relevância desta técnica no domínio militar é a sua capacidade de anti-bloqueio, ou seja,

capacidade de codificar a informação a ser transmitida num sinal parecido com um ruído pseudo aleatório evitando assim a monitorização pelas forças inimigas.

Foram outrora feitos grandes investimentos nesta teoria de modulação, apoiados pelas aplicações militares em projectos de comunicação segura, radar, comunicações via satélite e GPS. Em suma pode-se concluir numa perspectiva histórica que o sistema de espalhamento de espectro ao longo destes anos trouxe grandes progressos ao mundo das comunicações, não só como processo de transmissão, mas também para a disponibilização de serviços e produtos que nos facilitem a vida no nosso dia-a-dia [6].

2.1.2 – Motivação

É interessante saber que foi precisamente o contributo de Lamarr e Antheil para influenciar os nossos hábitos. A imensidade de aplicações desta técnica de modulação torna-o relevante para hoje e para futuro. A utilização massiva desta técnica está presente no nosso quotidiano, embora por vezes não demos por conta dela, devido à boa integração, profundidade e flexibilidade que a mesma proporciona. A verdadeira motivação que norteou os engenheiros para tal interesse no uso do sinal de espalhamento de espectro está baseada nos seguintes factos:

- Este sistema tem a capacidade de rejeitar sinais de *jamming* intrínseca, assim com permite recuperar sinal de intensidade fraca;
- O sinal espalhamento de espectro minimiza a interferência por sinais de baixo nível de densidade espectral de potência, apesar de o sinal a transmitir ser disseminado com largura de banda superior;
- Uma vez que estes sinais não podem ser prontamente decodificado sem conhecimento prévio do código de *spreading* e da informação de sincronismo, transmitido, permite manter a privacidade da mensagem enviada;
- O sistema *Spread Spectrum* tem capacidade intrínseca para tolerar/reduzir interferências entre múltiplas versões reflectidas do sinal transmitido, desde reflexões que diferem

apenas ligeiramente de fase a partir do sinal inicial, sendo depois decodificado em sinal de fraca correlação;

- Permite acesso múltiplo ou a capacidade de enviar vários sinais independentes para mesma largura banda [7].

2.2 – Descrição da técnica

2.2.1 – O que é o *Spread Spectrum*?

Quando se fala das técnicas de modulação para transmissão de sinal de informação, a técnica de *Spread Spectrum* está na vanguarda nos sistemas de comunicação. Suscita sempre o interesse dos curiosos conhecer esta técnica em termos de teoria, métodos e conceitos associados.

Pode definir-se o *Spread Spectrum* como uma técnica de modulação para transmissão, para qual o sinal a transmitir ocupa uma largura de banda maior que o mínimo necessário imposto pelo sinal de informação que se quer transmitir. Isto é, a energia electromagnética gerada numa determinada largura de banda é deliberadamente “disseminada” (ou *espalhada*) no domínio da frequência, resultando num sinal com maior largura de banda e baixo nível de densidade de espectro de potência como mostra a Figura 1.

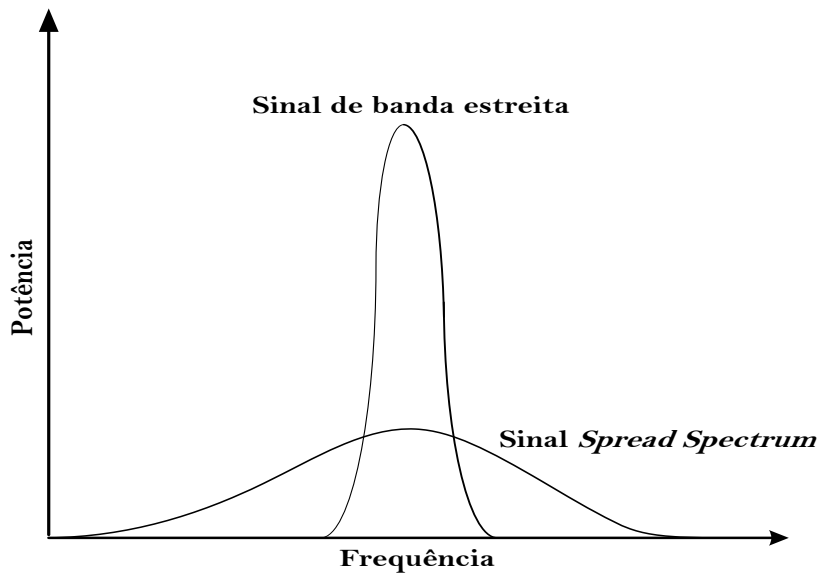


Figura 1 - Espectro do sinal no domínio da frequência.

Neste sentido, o *Spread Spectrum* é visto como

- Uma técnica de modulação que envolve periodicamente a geração, mediante a utilização de um circuito sequencial normalmente baseado em portas XOR, de uma sequência de disseminação, e a mistura desta sequência com o sinal, normalmente através de misturador balanceado, de forma a gerar um sinal com maior largura de banda que o sinal original;
- A disseminação de espectro é obtida por meio de sequências *spreading* independentemente da informação que se queira transmitir;
- A transmissão é mais imune às interferências no caso das piores condições do meio de transmissão, isto é, um sistema de comunicação *Spread Spectrum* permite suprimir sinais de *jamming* e fenómenos de multipercurso que apareçam no meio de transmissão interferindo com o sinal recebido.

O conceito de *disseminação de espectro* deixa bem claro que alguns formatos de modulação padrão tais como a modulação em frequência (FM) e modulação de código de impulso (PCM) não

são considerados *Spread Spectrum*, embora, impliquem a expansão de largura de banda (regra de Carson) [5].

Num sistema de comunicação via rádio, a transmissão de informação é realizada por um sinal de portadora de modulação em resposta aos dados, sendo toda a comunicação limitada pela largura de banda do sinal. Enquanto a comunicação *Spread Spectrum*, o sinal da portadora é adicionalmente modulado por uma sequência de *spreading*, em altas frequências, compartilhando de forma eficiente a largura de banda com outros utilizadores, permitindo uma arquitectura de múltiplos acessos.

Figura 2 representa-se uma visão generalista do modelo típico de um sistema de comunicação baseado na técnica *Spread Spectrum*, composto por duas entidades de comunicação. Entre o canal de transmissão encontra-se o bloco de transmissão associado ao sinal que se pretende transmite e do lado de saída o bloco de recepção que recebe o sinal transmitido, descodifica-o e recupera a informação enviada.

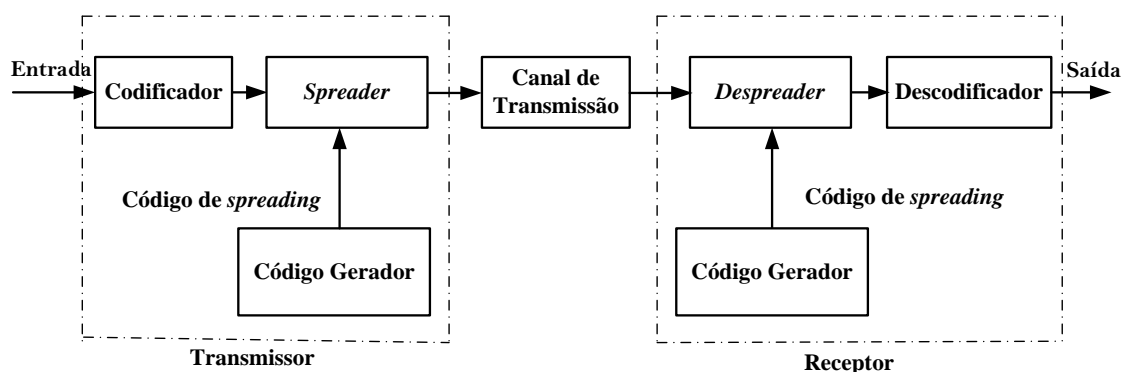


Figura 2 - Modelo típico do Sistema de Comunicação *Spread Spectrum*.

- **No transmissor:**

A mensagem de dados é convertida de modo a ser processada por um modulador *Spread Spectrum* usando um gerador de sequência de *spreading*. O sinal de dados *Spread Spectrum* processado pelo transmissor utiliza um sinal de portadora e transmite para outro terminal de recepção através de canal de comunicação.

Há uma panóplia de formatos de modulação que se podem aplicar ao sinal a ser enviado no transmissor *Spread Spectrum*, entre os quais o *binary phase shift keying* (BPSK), *quadrature shift phase keying* (QPSK), *8 phase shift keying* (8PSK), *quadrature amplitude modulation* (QAM), modulação de fase constante (CPM). O formato de modulação *minimum shift keying* (MSK) é uma variante conhecida do CPM. Num sistema *Spread Spectrum*, as técnicas de modulação CPM são frequentemente preferidas de modo a preservar a largura de banda de sinal quando o mesmo é amplificado e transmitido.

A utilização desta técnica privilegia os amplificadores de “classe C” que podem ser usados para transmitir o sinal *Spread Spectrum*. No entanto, este sinal transmitido através de CPM é difícil de decodificar mesmo com correladores *Spread Spectrum* sofisticados. Estes correladores geralmente requerem um sinal BPSK de correlação efectiva ao invés de MSK ou CPM, isto porque um sinal BPSK possui uma fase de zero ou 180 graus por cada período de chip. Assim, em cada chip do sinal BPSK recebido pode ser comparado o chip do código *Spread Spectrum*, o pico de correlação máxima é gerado quando houver um número predeterminado de ocorrências. Todavia, é preciso ter em conta que quando um sinal CPM com o mesmo sinal de dados e taxa de chips, pode ser muito fraco e de difícil detecção na recepção [8].

- **Canal de transmissão:**

Tratando-se da comunicação óptica não guiada o canal de transmissão é o espaço livre. Neste tipo de canal de comunicação factores como desvanecimento do sinal consequente das alterações climáticas e multipercurso provocam flutuações de potência do sinal recebido.

- **No receptor:**

Na recepção, o bloco desmodulador recupera o sinal recebido e as mensagens de dados são recuperadas por um decodificador síncrono. O receptor decodifica o sinal transmitido, através de correlações realizadas à saída de um correlador do tipo *Matched filter* ou *Integrate and Dump*, o que permite saber se os valores das correlações são válidos para um pré-determinado nível de detecção. Este limite permite no final de cada período da sequência extrair a informação transmitida pelo

transmissor [9]. Nota-se na figura acima que o par transmissor/receptor utiliza a mesma sequência de *spreading*, tanto do lado transmissor para disseminação do sinal a transmitir, assim como no caso do receptor para recuperação do sinal recebido.

2.2.2 – Propagação Óptica em Espaço Livre

Este tema por si só daria substância um capítulo. Nem todos os aspectos são descritos de forma mais pormenorizada. Deste modo será feita uma introdução resumida ao sistema de comunicação óptica em *espaço livre*.

Os sistemas de comunicação ópticas são tecnologias com comprimentos de ondas acima de ultra-vermelha, não licenciada que usa ondas electromagnéticas. Apesar dos factores ambientais a que o sinal de propagação está sujeito, os sistemas de comunicação ópticos não apresentam limitações de largura de banda de transmissão e são de baixo custo de implementação, além de serem bastante úteis quando a ligação física em locais de transmissão e recepção é de difícil acesso. Em algumas cidades a colocação de cabos de fibra óptica pode ser bastante dispendiosa e em locais onde é difícil ultrapassar os obstáculos devido às infra-estruturas existentes. Efectivamente, os sistemas comunicação ópticas em espaço livre apresentam vantagens em aplicações entre edifícios, entre veículos, entre embarcações, entre aeronaves, aparelhos espaciais ou satélites. Por outras palavras, as comunicações podem ocorrer em várias plataformas.

No sector das telecomunicações, as técnicas e dispositivos de comunicação óptica em espaço livre são soluções desejáveis para aplicações específicas. Muitas vezes podem ser vistas como complemento a infraestruturas de comunicações já existentes. Ao contrário de outros meios de comunicação, presta-se a utilizações comerciais de elevadas taxas de dados, rápida configuração o facto de ser potencialmente mais seguro do que um sistema de rádio frequência. A performance do sistema facto de ser ópticos não guiados é muitas vezes condicionada pelas condições climatéricas, como sejam fraca visibilidade e/ou turbulência no meio livre. A fraca visibilidade pode ser resultado das partículas em suspensão, neblina, nevoeiro, poeira densa e chuva, que causam a diminuição na intensidade do sinal recebido. A turbulência causa rápidas flutuações de intensidade no sinal transmitido, provocando erros de transmissão. Com estas particularidades, é necessário

prever métodos e componentes eficientes capazes de melhorar o desempenho dos sistemas ópticos. Para que não haja uma interpretação incorrecta do termo “espaço livre” usado neste texto, o sentido aqui utilizado é o de um meio através do qual o sinal óptico digitalizado se propaga sem ser guiado, incluindo mas não limitado a, um volume, região do ar, água e/ou espaço. Um exemplo de meio que não é considerado espaço livre é cabo de fibra óptica [10].

Os sistemas de comunicação ópticos também podem ser usados em aeronaves como parte de sistema de comunicação. Os sistemas ópticos têm conquistado o seu espaço em vários cenários. Recentemente tem sido exploradas aplicações usando luz visível como forma de comunicação. Um exemplo possível é a disseminação de informação em sistema de controlo de tráfego rodoviário. Os feixes de luz em sistemas ópticos são transmitidos pela fonte de luz focada em direcção ao receptor, permitindo até um certo desvio em relação à estação receptora. Os receptores podem ser fotodiodos captam os fotões e os dados digitais transmitidos. Um sistema de comunicação óptica por luz visível no espaço livre tem como origem uma fonte de luz que emite um feixe de luz em direcção ao receptor, onde o mesmo inclui o sinal de informação a ser transmitido. A fonte de luz pode ser de qualquer tipo apropriado para comunicação, incluindo lasers, LEDs ou outras fontes semelhantes que emitam luz. Em alguns casos, tal como nas fibras ópticas, a intensidade da luz pode ser reforçada aumentando ou diminuindo o número de fontes luminosas.

Geralmente, este sistema pode incluir qualquer tipo de codificador de sinal óptico de acordo com as características próprias de feixes de luz. Admite-se por exemplos codificadores que incluam electro-absorção, moduladores electro-óptico e entre outros. No receptor pode-se encontrar uma ou mais lentes de qualquer tipo adequado para transmissão. O mecanismo de captura deve permitir controlo rápido e preciso durante a comunicação exigindo uma sincronização contínua. Variadíssimas aplicações se podem encontrar para sistemas de comunicação FSO, tais como: redes de acesso, redes temporárias, recuperação em desastres e serviços de emergência, ligação celular, rede virtual de ponto-multiponto, ligações móveis sem fios, rede de internet de ligação *backbone*, ligação *uplink* via satélite ou em aplicações *broadcast* [11] [12].

A equação que rege a comunicação para um sistema óptico no espaço livre é expressa por um modelo matemático, isto é, sem contemplar a eficiência óptica, a detecção de ruído, entre outros efeitos. Apresenta algumas variáveis que podem ser adaptadas, como se pode ver na $A_{receptor}$ - significa área de cobertura do receptor,

Div - representa Divergência de feixe e o parâmetro α designa-se por coeficiente de atenuação atmosférica. . A potência recebida é proporcional à potência transmitida, e A é a área de cobertura do

receptor. É inversamente proporcional ao quadrado da divergência do feixe e à distância entre emissor e receptor. É igualmente inversamente proporcional ao exponencial do produto do coeficiente de atenuação atmosférica vezes a distância.

$$\text{Precebida} = P_{\text{transmitida}} \frac{A_{\text{receptor}}}{(\text{Div. distancia})^2} \exp(-\alpha \cdot \text{distancia}) \quad (2.1)$$

Areceptor - significa área de cobertura do receptor,

Div - representa Divergência de feixe e o parâmetro α designa-se por coeficiente de atenuação atmosférica.

Nesta equação que representa o modelo básico de comunicação óptica em espaço livre pode-se constatar que as variáveis que podem ser controladas são: a potência transmitida, a área do detector controlada pelo campo de visão do receptor, a divergência de feixe e a distância do canal controlada pelo ângulo de cobertura do emissor. O coeficiente de atenuação atmosférica é uma constante das condições atmosféricas. Infelizmente tem-se uma dependência exponencial no produto entre o coeficiente de atenuação atmosférica e a distância. O projectista possui liberdade de escolha da potência transmitida e do tipo de emissor e receptor a utilizar. No entanto a dependência inversa na distância é um dado adquirido em canais ópticos a informação digital pode ser representada por sinais unipolares (0, 1) [13].

Esta representação dos sinais digitais é a mais comum, tendo mesmo conduzido a esquema robusto. Na recepção os detectores gerados em díodos PIN (ou fotodíodos) detectam o sinal óptico, convertendo em correntes. As amplitudes mais positivas designam o estado 1, as amplitudes mais baixas identificam o estado 0. Na maioria das situações as técnicas de modulação são usadas para reduzir o ruído no sinal óptico recebido [10].

2.2.4 – Arquitectura Típica Ponto a Ponto

O sistema *Spread Spectrum* pode enquadrar-se em várias configurações possíveis ponto a ponto ou multiponto. Neste projecto, todo o trabalho é desenvolvido em arquitectura ponto a ponto com a particularidade de o meio de comunicação ser a luz visível.

A configuração ponto a ponto tradicionalmente apresenta um sistema ligado à comunicação de dados nos dois sentidos. A transferência de informação é feita por mecanismo cliente – servidor, isto é, ao mesmo tempo pode transmitir e receber a informação como ilustra a **Error! Reference source not found..** Muitas vezes a arquitectura ponto a ponto é concebida para operar numa única direcção, isto é, o sistema suporta numa unidade de transferência apenas o transmissor e do outro lado só realiza a operação recepção de dados.

Nesta figura ainda apresenta-se como meio de transmissão fontes de luz, LEDs e outros tipos de emissão de luz, Esta forma de arquitectura ponto a ponto permite tirar partido das vantagens em aplicações como por exemplo centro de transferência de dados entre duas entidades conectadas em rede partilhando fontes e serviços através de comunicação directa entre o sistema de computadores e a rede.

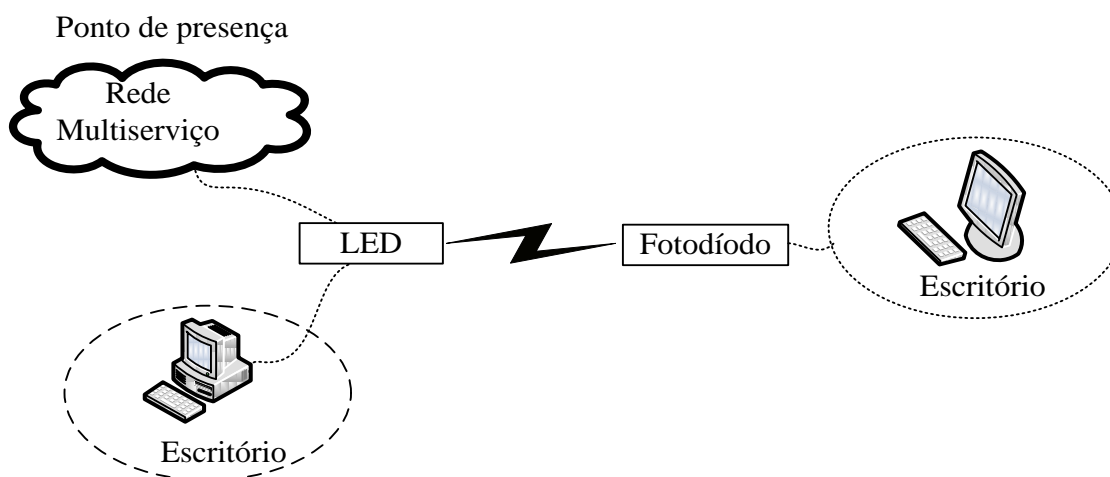


Figura 3 – Arquitectura Ponto a Ponto de um Sistema Óptico.

Esta disposição da arquitectura ponto a ponto muitas vezes é utilizado como sendo parte da solução de rede de acesso em complemento com outra tecnologia proporcionando ao utilizador a partir de ponto de presença vários serviços disponibilizados por uma operadora de telecomunicações [14].

2.3 – Tipos de Sistema *Spread Spectrum*

Ao longo dos anos houve necessidade de se desenvolver técnica de modulação eficiente e com características promissoras tendo em vista o bom desempenho do sistema transferência de informação em situações menos favoráveis durante a comunicação. A exigência era no sentido de que o sistema de comunicação apresentasse o menor erro possível em ambientes ruidosos, com baixos níveis de potência, fosse menos propenso a interferência e permitisse redundância e correcção de erros. Assim, a técnica *Spread Spectrum* era vista como aquela que apresentava maior potencial e fácil integração com outras tecnologias veio lhe proporcionar características singulares em relação as outras técnicas de transmissão, o que contribuiu para o aparecimento das três principais técnicas de *Spread Spectrum* - *Direct Sequence*, *Frequency Hopping* e *Time Hopping*.

Neste estudo abordam-se as duas principais técnicas de *Spread Spectrum* mais voga hoje em dia: *Direct Sequence* e *Frequency Hopping*, com maior relevância para a técnica *Direct Sequence*.

2.3.1 – Espalhamento Espectral por sequência directa (*direct sequence spread spectrum*)

O sistema de comunicação *Direct Sequence* é uma das mais conhecidas técnicas para o sistema *Spread Spectrum*. O termo *Direct Sequence* deriva do facto de se utilizar directamente uma sequência pseudo-aleatória para modular o sinal de informação que se queira transmitir. A sequência de *spreading* seleccionada para disseminação deve ser aquela que apresenta boas propriedades de auto-correlação/correlação cruzada de modo que o receptor na fase de detecção consiga recuperar o sinal transmitido em boas condições e com o menor erro possível. Esta variante do sistema *Spread Spectrum* possui muitas aplicações, nomeadamente em sistemas de comunicação

sem fios em ambientes interiores e em comunicações móveis. A versatilidade desta tecnologia permite-lhe funcionar em arquitectura *broadcast/multi-user*. Vários formatos de modulação podem ser usado nesta técnica como por exemplo OOK, BPSK ou QPSK, dependendo apenas da modulação que se pretende do sinal antes e depois da operação de *spreading*.

2.3.1.1 – Caracterização do Sistema *Direct Sequence*

Num sistema de comunicação *direct sequence spread spectrum* o espectro do sinal é disseminado antes da transmissão por meio de código se espalhando é realizada antes da transmissão através do uso de um código de disseminação que é independente do sinal de informação de dados. O mesmo código de disseminação é usado no receptor (em sincronismo com o transmissor) para operação inversa do sinal recebido para que os dados originais possam ser recuperados. O sinal de portadora de informação é multiplicado por um código de *spreading* tais que, cada bit de informação é dividido em curtos intervalos de tempo. Estes curtos incrementos de tempo são comumente referidos como chips. O sinal de informação de largura de banda estreita é disseminado sobre uma largura de banda larga com um factor igual ao comprimento da sequência de *spreading*. Tipicamente, o código/sequência de *spreading* é também conhecido como pseudo-ruído (PN, pseudo-noise), sequência gerada a partir do deslocamento linear de registo em feedback. Mas existem sequências de *spreading* em que se utilizam variantes de PN como por exemplo *m-sequence*, *Gold-Code*, *Kasami-Code* e outras em que não se utilizam, como é o caso das sequências de Barker.

Esta independência do código em relação à informação que se pretende transmitir distingue esta técnica de modulação da modulação convencional de dados por disseminar o espectro. O sistema *Direct Sequence* pode ser categorizado como sistema de código longo ou curto, mas preferencialmente usam-se códigos curtos.

Especificamente podemos encontrar a transmissão *direct sequence spread spectrum* empregue em sistema de transmissão CDMA (*Código Division Multiple Access*). Em sistemas CDMA é necessário controlar a potência dos diferentes utilizadores de forma que todos os sinais sejam recebidos aproximadamente com o mesmo nível de potência, caso contrário, um sinal pode causar interferência substancial com os outros e reduzir a capacidade do sistema [15]. É particularmente relevante a utilização de espalhamento de espectro nos sistemas de navegação por satélite, como no

caso de GPS (*Global Position System*) ou no sistema Glonass. Uma das desvantagens que pode estar associada ao sistema *Direct Sequence* é sua incapacidade de lidar com sinais de interferências muito grandes, tais como ocorrem quando o interferente está localizado muito próximo do receptor. A interferência é reduzida por ganho de processamento disponível, que muitas vezes é inadequada. Uma solução para este problema é a utilização de filtros *notch*, especialmente se a interferência é de banda estreita. Isso pode levar a excessiva complexidade de hardware se houver grande número de interferências. Outra abordagem passa por utilizar uma taxa de chips e canais múltiplos reduzidos.

Na fase de recuperação do sinal transmitido, o receptor *Direct Sequence* determina a fase do código do sinal recebido em concordância com a réplica local da sequência de *spreading*. O termo fase de código da sequência de *spreading* serve apenas para especificar a posição dentro da sequência correspondente ao sinal transmitido. A réplica local da sequência armazenada deve estar sincronizada no receptor, ou seja, alinhado com sinal recebido para que se obtenha o valor máximo de correlação [16].

2.3.1.2 – Ganho de Processamento

A relação entre a taxa de código e a taxa de informação determina o factor de disseminação - razão entre largura de banda de transmissão e a largura de banda de informação. Também conhecido por ganho de processamento G_P , geralmente expresso em dB, tipicamente um factor entre 20 – 254 [17]. O ganho de processamento é um parâmetro útil no sistema *Spread Spectrum*, porque nos dá o factor pelo qual os sinais indesejáveis ou interferências podem ser atenuados em relação ao sinal desejado quando ambos compartilham o mesmo meio de comunicação, além de estimar quanto o sinal transmitido é disseminado pelo sistema *Spread Spectrum*.

Todos estes aspectos associado à importância do ganho de processamento leva a deduzir que é um parâmetro de performance do sistema, isto é, quanto maior for o ganho de processamento maior será a capacidade de imunidade contra as interferências, com a ressalva de que o mesmo não tem qualquer efeito sobre o ruído térmico de banda larga.

Se considerar um conjunto de M sinalizações de formas de ondas $S_i(t)$, $\{S_i(t), 0 \leq t \leq M; 1 \leq i \leq M\}$, cada transmissor selecciona uma das formas de ondas para todo T segundos à uma taxa de

$\log_2(M/T)$ bits/s. O sinal $S_i(t)$ é disseminado para $2B_D T$ largura de banda por aplicação da técnica *Spread Spectrum*.

Definindo

$$S_i(t) = \sum_{k=1}^n S_{ik} \phi_k(t); 1 \leq i \leq D; 0 \leq t \leq T \quad (2.2)$$

A energia média de cada sinal é

$$\int_0^T \overrightarrow{S_i^2(t)} dt = \sum_{k=1}^n \overrightarrow{S_{ik}^2(t)} \triangleq E_S; 1 \leq i \leq D \quad (2.3)$$

No âmbito das comunicações deve-se conviver com sinais alheio a nossa vontade, os mesmos estão sempre associados ao sinal transmitido. O sistema a conceber deve estar preparado para reduzir por exemplo os efeitos do *jamming* $J(t)$ que quando se adiciona ao sinal degrada o sinal original. A energia total E_J deste sinal de *jamming* vem:

$$J(t) = \sum_{k=1}^n J_k \phi_k(t); 0 \leq t \leq T \quad (2.4)$$

$$\int_0^T J^2(t) dt = \sum_{k=1}^n J_k^2 \triangleq E_J \quad (2.5)$$

Deste modo o receptor vê o sinal $r(t) = E_s(t) + E_j(t)$, a energia do sinal transmitido mais a componente de ruído. Define-se ganho de processamento G_P como:

$$G_P \cong \frac{2B_{SS}T}{2B_D T} = \frac{B_{SS}}{B_D} \quad (2.6)$$

Nesta equação, B_{SS} é a largura de banda em Hz do *Spread Spectrum* do $S_i(t)$ e B_D é a largura de banda mínima que seria necessária para enviar a informação se não fosse preciso sobrepô-lo na maior largura de banda para protecção. A transmissão de um bit de informação requer $\pm \sqrt{E_b/T}$ com energia E_b de período T segundos [5]. O ganho de processamento dá-nos informação sobre o número de utilizadores que o sistema suporta e ainda permite redução suficiente de interferência *multipath*, dificulta o *jamming* e detecção de sinal de informação por parte de outros utilizadores. Para sistema *Spread Spectrum* é vantajoso ter um ganho de processamento o mais elevado possível mas é necessário um compromisso devido às limitações do hardware ou às dificuldades de implementação. Em aplicações civis este ganho pode variar entre 10 e 100, enquanto para aplicações militares se utiliza um factor acima de 10000.

Em termos práticos, em comunicação digital, o ganho de processamento é abordado numa perspectiva mais trivial do que aqui exposto. Se R é taxa do sinal digital (bps) e cada amostra é extraída em T segundos, cada pacote digital contém RT bits para T segundos. O ganho de processamento G_P disponível representa o máximo comprimento de sequência de spreading para uma dada largura de banda de transmissão W

$$G_P = \frac{W}{R} \quad (2.7)$$

A título de exemplo, considerando a largura de banda W de 10 MHz e uma taxa de transmissão de voz para discurso de 20Kbps, o ganho de *spreading* G_P

$$G_P = \frac{W}{R} = \frac{10 * 10^6}{20 * 10^3} = 500 = 26,989 \text{ dB} \quad (2.8)$$

O significado desta expressão é que, num sistema de largura de banda fixa, o aumento de taxa de dados reduz o ganho de processamento. Mas em geral, o que se pretende é facilitar a transmissão e

recepção do sinal a taxa elevada usando sistema com altos ganho de processamento sem uso de circuitos paralelos e proporcionar aquisição e sincronização eficiente [18].

2.3.1.3 – Margem de Interferência

A margem de interferência M_j é o nível de interferência (*jamming*) que um sistema é capaz de aceitar e ainda manter um determinado nível de desempenho. A razão entre *jamming* e o sinal de informação é uma figura de mérito que fornece uma medida de como um sistema *Spread Spectrum* é insensível quanto à interferência. Quanto maior esta relação, maior é a interferência forçando o sistema a empregar uma maior capacidade de ganho de processamento, que é sempre maior do que M_j

$$M_j = G_p - [L_{\text{sistema}} + (S/N)_{\text{out}}] \text{ (dB)} \quad (2.9)$$

Nesta equação, G_p é o ganho de processamento do sistema *Spread Spectrum*, L_{sistema} é a perda de implementação do sistema, $(S/N)_{\text{out}}$ é a taxa de operacionalidade exigida á informação de saída. Por exemplo, se largura de banda de espectro disseminado é 1000 vezes maior do que largura de banda de informação, de modo que $G_p = 30$ dB e $(S/N)_{\text{out}}$ são exigidos ser 10 dB e L_{sistema} tido como 2 dB, então margem de interferência

$$M_j = 30 - [2 + 10] = 18 \text{ dB} \quad (2.10)$$

Com base nos pressupostos deste exemplo, o nível de interferência não poderá exceder a potência do sinal desejado por mais de 18 dB e ainda manter o desempenho desejado.

2.3.1.4 – Diagrama de Blocos

De modo a compreender a essência do sinal *Spread Spectrum* a figura 4 demonstra a imunidade contra *jamming* e permitir uma visão clara sobre a noção de *Spread Spectrum* quando o sinal de entrada é digital, o sinal de *spreading* a ser transmitido depende do bit do sinal de entrada, isto é, transmite-se a sequência quando se tem na entrada o bit '1' e sequência invertida quando bit de entrada é '0'.

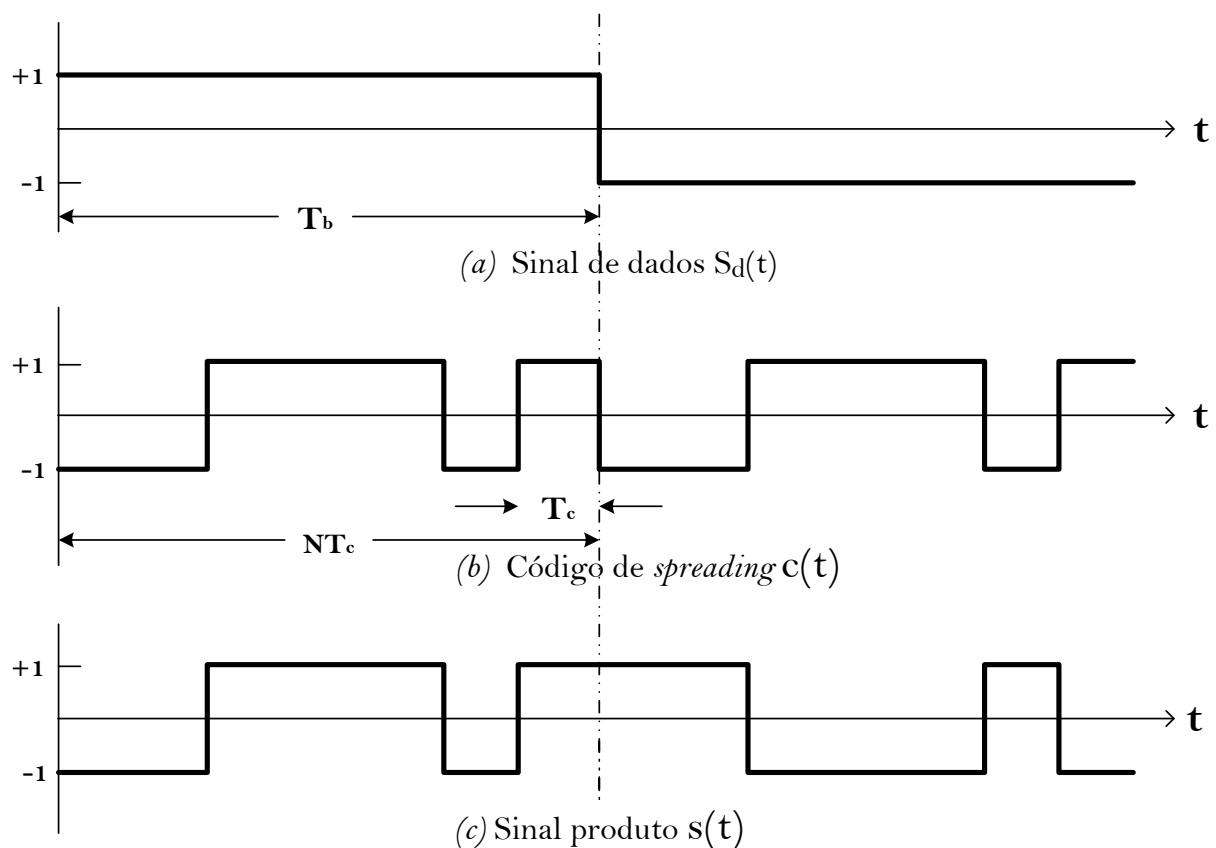


Figura 4 - Aplicação da técnica spread spectrum de sinal digital.

Do ponto de vista de potência do sinal considera-se o sinal a ser transmitido $S_d(t)$. O sinal $S(t)$ será então produto do sinal e a sequência $c(t)$

$$S(t) = S_d(t) \cdot c(t) \quad (2.11)$$

O sinal recebido em presença do sinal de *jamming* $j(t)$ é então calculado por

$$S^*(t) = S(t) + j(t) = S_d(t) \cdot c(t) + j(t) \quad (2.12)$$

A operação de *despreading* no receptor é realizada multiplicando outra vez o sinal recebido $S^*(t)$ pela sequência $c(t)$.

O *despreading* do sinal é

$$S_d^*(t) = c(t) \cdot S^*(t) = c^2(t) \cdot S_d(t) + c(t) \cdot j(t) \quad (2.13)$$

Se a sequência $c(t)$ estiver no formato NRZ então tem-se

$$c^2(t) = 1 \quad \forall t \quad (2.14)$$

O sinal decodificado (*despreaded*) pode então ser representado como

$$S_d^*(t) = S_d(t) + c(t) \cdot j(t) \quad (2.15)$$

O sinal decodificado pode ser visto como a soma de dois termos; o primeiro termo é o sinal original e segundo termo representa a correlação cruzada entre o sinal de *jamming* e a sequência $c(t)$. Esta deve ser escolhida para minimizar a correlação cruzada, e então o efeito de sinal *jamming* é minimizado. O segundo efeito de *spreading*, já mencionado, pode ser inferido deste modo: Se dois utilizadores estão alinhados com dois códigos $c(t)$ seleccionado de tal forma que a correlação cruzada entre elas seja minimizada, então ambos os utilizadores podem transmitir os dados através do mesmo canal usando a mesma banda. Ambos os utilizadores decodificam o sinal recebido com a sua sequência $c(t)$ e detectam o sinal na presença de um pequeno sinal de correlação cruzada. Esta técnica CDMA é usada no GPS para distinguir os diferentes satélites GPS [19].

A figura 5 ilustra um modelo do sistema de comunicação de arquitectura *Direct Sequence*. O transmissor tem a informação de entrada, que em seguida é modulada de modo a adaptar o sinal antes de geração do sinal *Spread Spectrum*. O módulo *Spreader* – tem como finalidade aplicar a técnica de modulação *Spread Spectrum*, ou seja, disseminar a largura de banda do sinal de banda base a transmitir por um factor conhecido por ganho de processamento G_p , normalmente denominado por comprimento de sequência de *spreading*. Como foi visto, existem vários códigos de *spreading* para disseminação da largura de banda do sinal, apenas devendo ter-se em conta aquela que melhor convém ao projecto em si.

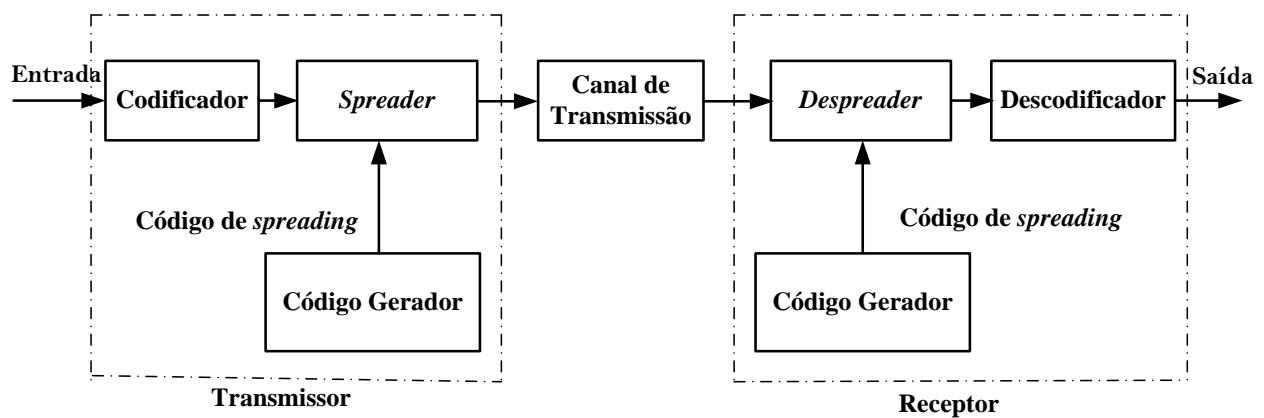


Figura 5 - Diagrama de bloco de um sistema *Direct Sequence*.

O par *Spreader/ Despreader* pode operar com a portadora do sinal de *spreading* em vários formatos de modulação existente, conveniente ao sistema e que satisfaça as especificações do projecto, tais como, OOK, BPSK ou QPSK. Em modos QPSK e BPSK, o sinal de entrada é disseminado por sinais pseudo-ruído para produzir uma representação das componentes banda base de fase modulada em fase e em quadratura, enquanto em modo OOK o espectro da componente banda base é selectivamente disseminada de acordo com os dados de entrada. Um exemplo de aplicação dos vários modos de modulação é a sua utilização na codificação e controlo de tráfego de canais de sistema CDMA para telefone móvel.

O receptor, que, por sua vez, sincroniza com a mesma sequência gerada no transmissor para recuperar os dados, recebe o sinal transmitido do transmissor a partir de um detector obtendo um

sinal banda base de modo que o sinal recebido é correlacionado com o código gerado, extraindo a informação dos dados.

O sinal *Spread Spectrum* é enviado por emissão da potência da luz LED, obviamente imperceptível ao olho humano como meio de comunicação de dados. A utilização da luz de LED como meio de comunicação deve-se as suas potencialidades em que este projecto pretende explorar. A transmissão de dados feita pelo transmissor é capturada pelo bloco de recepção através do fotodíodo, que não é mais do que um transdutor óptico-electrónico que recebe os sinais de dados anteriormente modulados no seu espectro visível e os converte em sinal eléctrico capaz de ser processado por um decodificador. Esta nova forma de transmissão de dados por luz de LED terá como um dos objectivos substituir as conexões actuais de curtas distâncias, tornando-se ideais para ambientes restritos como casas e escritórios. E com certeza será a tecnologia de transmissão que irá perdurar no futuro.

Neste sistema os dados binários com uma taxa de bits r_b (bps) são multiplicados (soma de modulo-2) por um pseudo código a uma taxa superior. Este método gera um padrão de bits redundante para cada bit a ser transmitido. Este padrão de bits é chamado “chip” sequência de bits), de maneira que a taxa de *chips* r_c chips por segundo (cps) é muito mais elevada que a do sinal digital e por isso a largura de banda é significativamente expandida em relação à do sinal que efectivamente contém a informação. Também, como foi visto anteriormente o ganho de processamento pode ser definido como a relação de r_c e r_b . Este tipo de sistema exige um compromisso, quanto maior for a sequência de chip, maior a probabilidade de os dados originais poderem ser recuperados consequentemente mais largura de banda necessária, mas penalizaria o sistema com tempos longos de processamento, e de certa forma a complexidade na implementação do hardware [20].

Não obstante, qualquer aumento na taxa de código não traz por si só melhoria significativa da relação sinal-ruído. Além disso, num caso prático, deve-se levar em conta a exigência de um resultado útil da relação sinal-ruído do sistema, bem como perdas internas na fase processamento.

2.3.2 – *Frequency Hopping Spread Spectrum*

Cada vez mais os cenários em ambiente de internet se vão tornando populares. As redes são desenvolvidas a partir de redes de cabos originais para redes sem fios. Nos últimos anos as comunicações sem fios têm vindo a crescer rapidamente, tornando-se cada vez mais popular e substituindo os sistemas de comunicações mais convencionais. As aplicações sem fios começaram a atrair a atenção das pessoas e umas das suas aplicações é o serviço de localização. A função de localização permite ter informação útil para utilizadores móveis e, podemos ter informação relacionada com nosso vizinho através de informação de localização. O sistema de localização mais comum é o GPS, que oferece um serviço de localização conveniente do dispositivo móvel. Esta integração da tecnologia *Frequency Hopping* na disseminação de largura de banda

O sistema *Frequency Hopping* é especialmente adequado para utilização na banda ISM (Industrial, Scientific and Medical) de 900 MHz a 25 GHz, onde apresenta excelentes de resultados [21-22].

2.3.2.1 – Caracterização do Sistema *Frequency Hopping*

No sistema *Frequency Hopping* o transmissor e o receptor, operam ambos em frequências que mudam ao longo de períodos sequenciais de acordo com um “salto” de frequência predeterminada. A frequência da portadora do sinal de informação modulada salta periodicamente para outra frequência, dentro de um conjunto de frequências possíveis denominadas de conjunto de saltos, como ilustra a figura 6. A ordem específica em que as frequências são ocupadas é da responsabilidade do código de *spreading* que as selecciona para o transmissor ou receptor. No entanto, taxa de salto de uma frequência para outra está dependente da taxa de informação que se queira transmitir [15]. Em analogia com o que acontece no sistema *Direct Sequence* também a sequência de *Hopping* é gerada pelo código de *spreading*. Devido esta peculiar característica do sistema *Frequency Hopping* em saltos de frequências, oferece maiores facilidades de modulação do sinal por espalhamento de espectro, como também permite ao sistema saltar continuamente entre parte do espectro o que proporciona vantagem nos efeitos de interferências em banda estreita da região em particular limitada e por outro lado, oferece monitorização de forma eficiente da largura

de banda disponível e, ao mesmo tempo aumenta a maior robustez em relação a *jamming* e interferência *multipath* sem sacrificar muito a eficiência do espectro para sistema de comunicação sem fio [21-22].

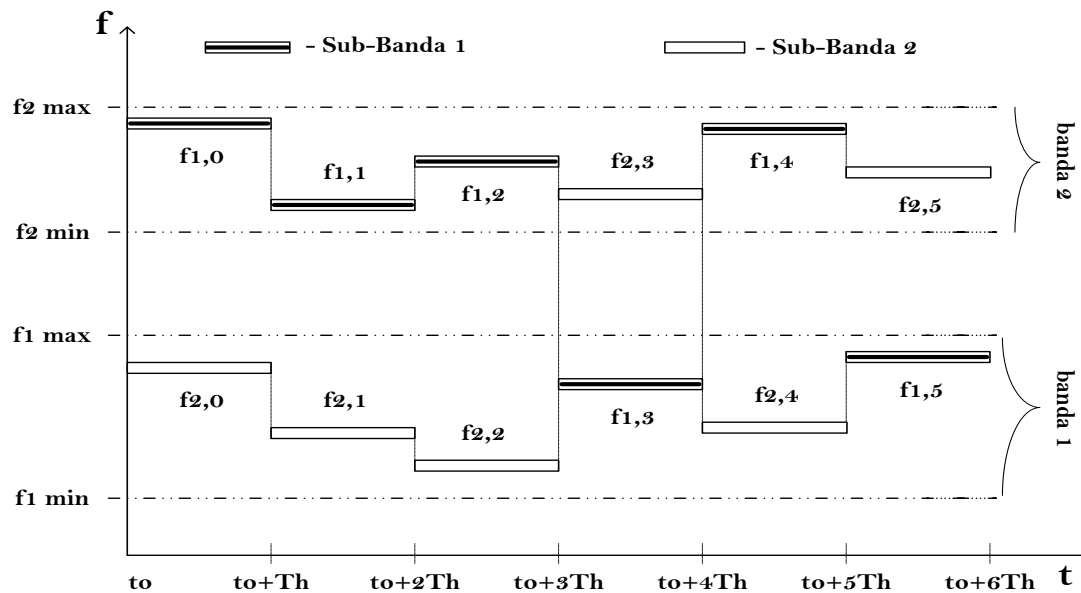


Figura 6 - Diagrama de banda de *Frequency Hopping*.

A utilização de *Frequency Hopping* apresenta vantagens em aplicações militares, civis e comerciais. Em aplicações comerciais, como por exemplo o transporte de bens, podem ser gerida mais efectivamente e flexível de modo que muitas companhias adoptaram sistema de localização para melhorarem os seus serviços e disponibilizando operações eficientes graça aplicação do sistema *Frequency Hopping*, onde são exigidas alta eficiência e precisão por consequência de sinais de interferências durante processos de localização. Sinal de modulação desta técnica é de grande utilidade para sistema sobretudo de localização. Isto é, limita a degradação da performance dos efeitos de interferências em sistema de comunicação sem fio que pode ser significativa, especialmente em presença de várias interferências. Esta técnica oferece melhorias na redução dos efeitos de colisões entre comunicações dos diferentes utilizadores, também torna difícil de se interceptar os sinais pelos observadores não autorizados

2.3.2.2 – Diagrama de Blocos do Sistema

O diagrama de blocos do sistema *Frequency Hopping* apresentado na figura 7 tem a particularidade de ser um sistema de comunicação numa arquitectura *uni-user/broadcast*, ou seja, possui apenas um transmissor e um receptor ligados por um canal de comunicação. Geralmente estes sistemas são concebidos para funcionamento em arquitectura multiutilizador onde são exploradas as suas potencialidades ao limite.

A figura seguinte exhibe um modelo típico de comunicação *Spread Spectrum*. Do lado da entrada tem-se o bloco de transmissão e do lado da recepção tem-se o bloco receptor. O transmissor inclui um bloco de conversão do sinal de entrada que converte o mesmo num formato de modulação antes da aplicação da técnica *Frequency Hopping*. O formato de modulação usado em cada sub-banda do sinal é preferencialmente multi-nível, como por exemplo M-QAM ou CPM, com a devida adaptação e frequentemente de ordem M de modulação dependente de sub-banda de frequência [23].

A partir do momento que o receptor inicia a comunicação de dados, o receptor e transmissor seguem independentemente da sequência de salto. Por cada salto de frequência no transmissor, o receptor monitoriza todas as frequências dentro da gama de frequência de funcionamento do transmissor.

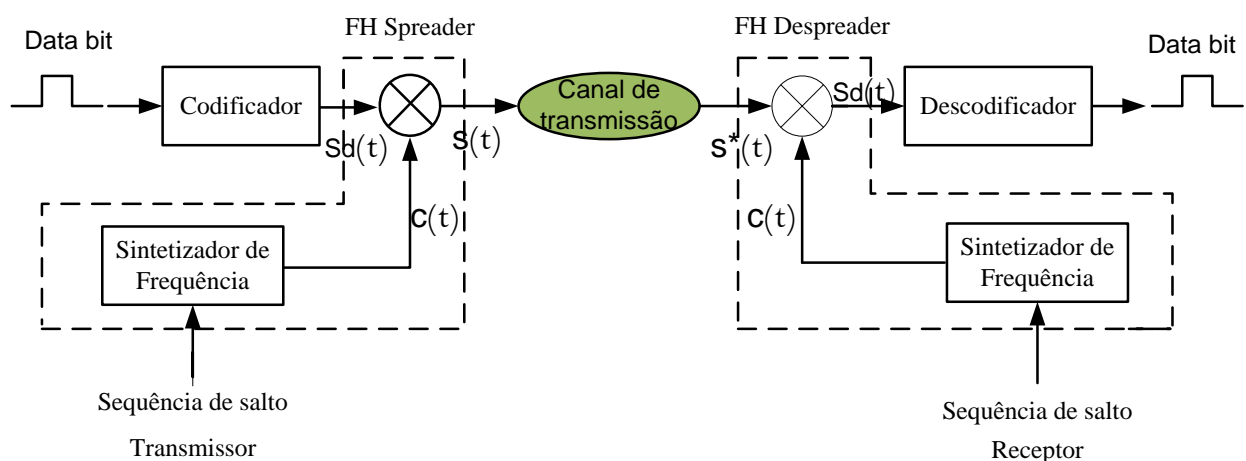


Figura 7- Diagrama de bloco do sistema *Frequency Hopping*.

Os saltos acontecem de frequência em frequência no transmissor, o receptor sincroniza para aquelas frequências ao passo com o transmissor para receber a mensagem enviada. Em várias situações a mensagem pode requerer apenas um período, se for suficientemente curta. Inicialmente o receptor faz um varrimento ou monitora a gama de frequência do transmissor. Ao detectar um sinal determina a posição do sinal na sequência de salto e sincroniza em função do transmissor. Várias técnicas possíveis para identificar a posição da sequência de salto podem ser familiares mas depende muito da hábil arte do projectista. Sempre que o transmissor tiver alguma informação à transmitir ao canal fá-lo somente durante a sequência, o valor da frequência identifica a posição da sequência. Por isso o receptor pode determinar a posição de sequência de salto simplesmente por identificar o canal de frequência em que o sinal fora transmitido.

2.3.2.3 – Comparação dos métodos *Direct Sequence* e *Frequency Hopping*

As vantagens da disseminação espectral não dependem do facto de a técnica escolhida ser de sequência directa ou de saltos de frequência. No entanto, há várias diferenças práticas quer em termos de implementação, quer em performance do sistema a projectar.

A disseminação do espectro no sistema *Direct Sequence* advém da modulação do sinal informação com o sinal de *spreading* tendo como resultado maior largura de banda do sinal que se queira transmitir. O sinal de modulação que converte a informação de dados antes da aplicação da técnica deve garantir efectivamente maior largura de banda do sinal de *spreading*. A largura de banda do sinal *Direct Sequence* é aproximadamente duas vezes a taxa de *clock* da sequência PN. Larguras de banda elevadas requerem taxas elevadas de *clock* o que pode criar dificuldades de sincronização, assim como aumento de custo de equipamento e consumo de potência.

A largura de banda de um sistema *Frequency Sequence* depende apenas da gama de ajuste e, por isso, pode saltar para largura de banda maior com pouca dificuldade. O sincronismo é geralmente menos crítico num sistema *Frequency Sequence*, uma vez que as taxas de salto variam de poucos saltos por segundo aos vários milhares de saltos por segundo, ao passo que nos sistemas de sequência directa ocorrem taxas de chips de MHz de maneira que para sincronizar o par transmissor/receptor, o receptor tem que alcançar este tempo de incerteza inicial até que dentro de

uma fracção de salto ou período de chip o tempo de correlação ocorrerá e o sinal possa ser detectado.

Uma vez que ocorrem muito menos saltos do que chips em determinado intervalo de tempo, o tempo de aquisição do código às vezes pode ser relativamente curto em relação a alguns sistemas *Direct Sequence*.

O espectro do sinal *Direct Sequence* parece relativamente uniforme (a não ser que o código empregue seja muito curto) para larguras de banda na ordem da taxa de símbolo. Ambos os sistemas podem ser úteis para reduzir efeitos de multipercurso quando devidamente projectados. No caso da disseminação *Direct Sequence*, sinais de retorno devidos a percursos com múltiplas reflexões que apareçam atrasados de mais que um período de chip relativamente ao retorno directo, essencialmente não estão correlacionados e não contribuem para desvanecimento de multipercurso.

No caso de *Frequency Sequence*, transmite-se numa largura de banda suficiente para garantir que o canal é selectivo em frequência, ou seja, algumas frequências são sujeitas a desvanecimento e outras não. À medida que o sinal salta de frequência em frequência, alguns saltos perdem-se e outros são recebidos correctamente. Desde que o sistema seja projectado com a suficiente redundância, pode manter-se a taxa de erro dentro de limites aceitáveis [15].

2.4 – Aplicações

A aplicação desta técnica era limitada pela tecnologia disponível na altura e os progressos que permitiram tirar partido das suas vantagens só surgiu após a segunda guerra devido ao segredo rigoroso que foi imposto por muitos anos e também devido à complexidade inerente ao equipamento. À medida que toda a indústria electrónica se desenvolvia, com advento rápido da tecnologia LSI, tem sido possível implementar funções complexas requeridas pelo *Spread Spectrum* com dimensões e restrições de custo que o tornam atraente para diversos dispositivos e serviços.

Enquanto isso, a nossa sociedade tornava-se cada vez mais interdependente, a transferência de informação ou o que podia facilitar a nossa forma de vida tornou-se cada vez mais uma necessidade do que um simples luxo. Qualquer produto que possa proporcionar o melhor, mais rápido, mais móvel, em comunicações, é destinado ao sucesso. Em geral, deseja-se ter as nossas programações a qualquer hora ou a necessidade de comunicar em qualquer lugar, o que determinou o crescimento

da rede de telefone móvel e outros desenvolvimentos. Toda esta panóplia de serviços e produtos pode desfrutar com base numa aplicação da técnica *Spread Spectrum*.

A proliferação dos produtos *Spread Spectrum* para aplicações comerciais está intimamente ligada às suas propriedades e à pouca complexidade da sua implementação. Tem sido utilizada, por exemplo, em sistemas de emergência baseados em GPS, em redes móveis, em sistemas de alarme em edifícios, em detectores de fumo, em sistemas de medição para fins médicos, científicos ou de instrumentação, em localizadores de pessoas e automóveis, e outras aplicações envolvendo vários transmissores mas com um número reduzido de receptores [24].

Outra aplicação forte para tecnologia *Spread Spectrum* está na rede sem fios LAN (Local Area Network – Conjunto de computadores e dispositivos de número reduzido próximos uns dos outros que partilham uma linha de comunicação comum ou ligação sem fio). Embora fossem previstas para aplicações nos edifícios onde o binómio custo-manutenção eram proibitivos, tais como edifícios histórico e lugares onde os ambientes operacionais não pudesse acomodar redes cabladas, restava apenas a rede temporária de aquitectura *Spread Spectrum*. Exemplos destes incluem centros de conferência de registo, salas de aula, centros de emergência e ambientes táticos militares [6].

A técnica *Spread Spectrum* é uma escolha ideal para as presentes e futuras aplicações de telemetria para cuidados de saúde. Está actualmente disponível e tem um histórico comprovado de confiabilidade, eficiência e imunidade a ruído. A bio-telemetria tem sido uma alternativa viável aos métodos que de outra forma seriam difíceis ou onerosos para comunicação de informação através de longas distâncias, tantos em ambientes clínicos como de pesquisa. Alguns dos tipos mais comuns de informações adquiridas no local do paciente e transmitido para estação remota de recepção/monitorização é por exemplo os dados do electrocardiograma [25].

As últimas inovações e desenvolvimentos desta técnica estão nas aplicações de controlo de congestionamento de tráfego. Tem havido esforços e resultados para desenvolvimento de um sistema eficiente desta natureza, sistemas que controlam os semáforo pela passagem de veículos, como se pode observar nas figuras seguintes. Este sistema calcula correctamente a distância relativa entre o veículo e o sinal de tráfego através das informações do veículo usando a técnica *Spread Spectrum* conhecido por *Boomerang Transmission System* da figura 8, que permite troca de mensagem e consequentemente cálculo da distância do veículo.

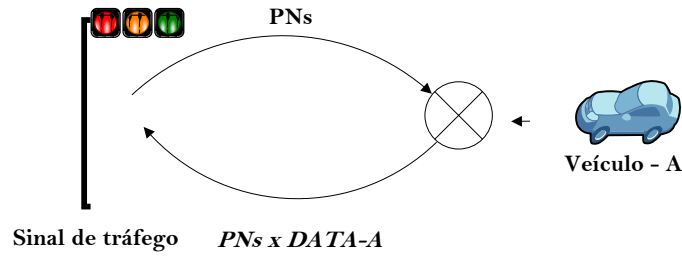


Figura 8 - Sistema de controlo de um veículo.

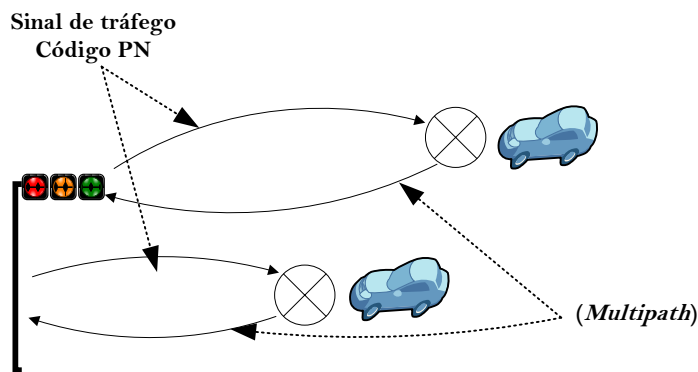


Figura 9 - Sistema de controlo *Road-to-Vehicle*.

A figura 9 apresenta uma aplicação em que o sistema de controlo admite mais do que um veículo. O sinal de trânsito transmite o código PN na direcção de veículos no momento de travessia.

Cada veículo processa a informação enviada pelo sistema com a informação que o identifique e, reenvia para o sistema de trânsito que determina a distância entre o próprio e outros veículos. Mesmo que o sistema de trânsito receba um ou mais sinais dos veículos do mesmo código PN é possível comunicar com vários veículos por separação dos sinais pelo facto de existirem diferentes distâncias entre cada veículo. A distância (D_N) entre veículo e o sinal de trânsito pode ser calculada pela equação (2.16).

$$D_N = \frac{c}{A} \tau_N [m] \quad (2.16)$$

Onde

C: Velocidade da luz = 3.0×10^8 [m/sec].

A : A taxa de chip de PN's [chips/sec].

τ_N : Atraso de chip equivalente ao tempo ida e volta de PN's [26].

Certamente que é e será uma das aplicações com futuro, tendo em vista os avanços tecnológico que se registam hoje em dia, principalmente em sistema comunicação móvel e comunicações ópticas em cenários interiores. É um mercado muito grande e ainda pouco explorado em ambientes interiores. As vantagens económicas e a pouca complexidade desta técnica em comunicação por luz visível são óbvias e já existe um mercado considerável.

No entanto, os problemas associados com ambiente propagação difícil, interferência e a densidade elevada de utilizadores em alguns edifícios levantam alguns grandes desafios para que a implementação seja bem sucedida.

Outra aplicação de grande interesse desta técnica está na comunicação sem fios em meio líquido, por causa de forte atenuação das ondas de rádio em altas frequências, por exemplo em aplicações submarinas, isto é, opera remotamente em veículos submarinos. Sistemas baseados em ultra-som permitem grande largura de banda do canal de comunicação, desde que atenuação das ondas de ultra-som seja suficientemente pequena [27].

CAPÍTULO 3 – Sequências de *Spreading* e *Matched Filter*

3.1 – Sequências de *Spreading*

Nas secções anteriores abordaram-se vários aspectos da técnica *Spread Spectrum*. O que distingue a técnica *Spread Spectrum* é o facto de o sinal de saída modulada ocupar maior largura de banda de transmissão do que a largura de banda requerida de informação em banda base. O *spreading* é alcançado por codificação de cada bit de informação em banda base usando a sequência de *spreading* ou símbolo a uma frequência muito elevada em relação à taxa de bits de informação em banda base [28]. Isto é possível pelo facto de as sequências de *spreading* serem independentes da informação de dados a serem transmitidos. O processo de *despreading* exige que o receptor tenha a mesma sequência utilizada no emissor, sincronizado e devidamente seleccionado consoante as características do projecto. Se estes estiverem fora da sincronização, a potência do sinal que chega ao receptor não será suficiente, o que poderá pôr em causa a recuperação dos dados efectivamente transmitidos, uma vez que toda tarefa de aquisição e *tracking* de sincronização está sempre delegada ao receptor.

Este tema fornece uma visão geral sobre os princípios de códigos de selecção. A ênfase deste projecto baseia-se numa metodologia *broadcast* – isto é, o emissor emite os dados de informação para o receptor sem estabelecer qualquer tipo de concordância em termos de protocolos de transferências.

Nesta secção ter-se-á a oportunidade de apresentar sequências de *spreading* tradicionalmente aplicadas em sistemas *Spread Spectrum*, por exemplo códigos de divisão de acesso múltiplo (CDMA) utilizada em redes de satélite, onde possuem boas propriedades de correlação cruzada. As famílias de sequências *spreading* são preferidas por exibirem auto correlações elevadas e correlações cruzadas baixas. Distinguem-se pelo tamanho, sendo muitas vezes designadas de longas e curtas sequências de *spreading* [29]. Os códigos de família *m – sequences*, *Gold* e *Kasami* são originárias da sequência PN e são de grandes tamanhos, enquanto os códigos *Barker* são extremamente pequenos. Os códigos *Golay* e *Walsh-Hadamard* também fazem parte do conjunto de sequências usadas para geração de sinal *Spread Spectrum*. É de notar que é indiferente o uso do termo sequência ou código ao longo do texto.

Certamente que, a escolha destas sequências está intimamente relacionada com as vantagens que as mesmas oferecem ao sistema *Spread Spectrum*, particularmente, para o processo *spreading* e *despreading*, o que resulta no sinal de banda larga de baixa densidade de potência mas com a mesma potência total na operação *despreading* o que minimiza as interferências e resiste a propagação multipercurso.

É este enquadramento que permite a possibilidade de alcançar boas características de disseminação no sistema *Spread Spectrum* e apresentar resultados excelentes, é crucial empregar códigos que possuem funções de auto-correlação e/ou correlação cruzada adequadas.

Antes de seguirmos para descrição de alguns dos códigos gerados na operação, é imperativo termos noções claras sobre o significado de alguns.

Códigos ortogonais – São todos aqueles códigos em que a correlação entre pares cruzados é nula.

Correlação – É um conceito que permite definir o grau de similaridade de um conjunto de dados em relação ao outro [28].

A correlação cruzada define-se como medida de concordância entre dois códigos diferentes X_{ni} e Y_{nj} . Quando a correlação cruzada $R_c(\tau)$ é zero para todo τ , os códigos são designados ortogonais [30].

$$\sum_{N=0}^{N-1} h_i \cdot h_j = 0, \quad i \neq j \quad (3.1)$$

Podem classificar-se os códigos em ortogonais e não ortogonais. Os códigos *Walsh-Hadamard* são ortogonais e os outros pertencem a classe de não ortogonais [31].

Os códigos de *spreading* devem possuir algumas das propriedades desejáveis no sistema *Spread Spectrum* que os potenciem para as finalidades a que se destinam em termos das suas funções de auto-correlação e/ou correlação cruzada que são as seguintes:

- Devem ter dois valores binários 0/1;

- A função de auto-correlação apresenta um único pico estreito – o que facilita a sincronização no receptor, sendo muito vantajoso em sistemas de localização;
- A função de correlação cruzada apresenta valores baixos – o que permite vários utilizadores em simultâneos;
- Os códigos devem ser balanceados, ou seja a frequência relativa de 1 e 0 na extracção das sequências são $1/2$ para cada um, de modo que a densidade espectral de potência seja bem repartida nas frequências [32].

3.1.1 – Sequências pseudo aleatórias (*Pseudo-Noise*, PN)

As sequências pseudo aleatórias ou pseudo-ruído são sequências binárias de 1's e 0's que tem no máximo $N_p = 2^m - 1$ bits de comprimento, sendo m número inteiro. São sequências semelhantes ao ruído, mas que de facto são determinísticas e cíclicas, construídas através de um circuito lógico sequencial.

Em sistemas *Spread Spectrum* estas sequências de chips supõem-se serem estatisticamente independentes e uniformemente distribuídas por um processo aleatório. São usadas estas sequências na geração de sinal *Spread Spectrum* por terem propriedades aleatórias o que permite difícil recuperação da informação transmitida para aqueles que desconhecem a sequência usada. Estas propriedades aleatórias postuladas por Golomb podem ser caracterizada como as seguintes:

- Propriedade de balanceamento – frequência relativa de 0 e 1 são $1/2$ cada.
- Propriedade de corrida – O comprimento de corrida, de zeros e uns, são como esperados em sequências de Bernoulli.
- Propriedade de deslocamento – Se a sequência for deslocada de um número diferentes de zero de elementos, a sequência resultante terá um número igual de concordâncias e discordâncias com os elementos da sequência original [33].

A função de auto-correlação para sequências periódicas p_n é definida como o número de concordâncias menos o número de discordâncias numa comparação termo a termo do período da sequência com deslocamento cíclico da posição τ da própria sequência durante o período T

$$R_a(\tau) = \int_0^T p_n(t) \cdot p_n(t + \tau) dt \quad (3.2)$$

A função de correlação cruzada determina o grau de similaridades entre dois códigos diferentes p_{ni} e p_{nj}

$$R_c(\tau) = \int_0^T p_{ni}(t) \cdot p_{nj}(t + \tau) dt \quad (3.3)$$

Como foi visto anteriormente, numa sequência ortogonal a correlação cruzada $R_c(\tau)$ é zero para toda posição τ o que significa que os códigos são ortogonais [31].

A função de auto-correlação de sequência pseudo aleatória PN assemelha-se, ao longo do período, à auto-correlação de uma sequência binária aleatória, assim como ao ruído branco de banda limitada. Apresentam várias características que são semelhantes aos da sequência binária aleatória. Por exemplo a sequência PN é balanceada, apresenta valores baixos de correlação entre a versão deslocada e ainda mais pequeno do que a correlação cruzada entre quaisquer duas sequências [34].

Considera-se sequência de comprimento máximo (*m-sequence*) como provavelmente a mais conhecida classe de sequência PN, pelo facto de outras sequências originarem a partir desta. Sendo sequência de comprimento máximo tem um comprimento de $N_p = 2^N - 1$ bits, gerada por um N – estágios de deslocamento linear de registo com feedback linear (LFSR) como mostra o exemplo da figura 10 [35]. Cada ciclo de relógio desloca os conteúdos de todos os registos para esquerda. O elemento mais à direita é actualizado através por uma combinação linear do conteúdo do registo, que está acordo com fórmula recursiva, equação (3.4)

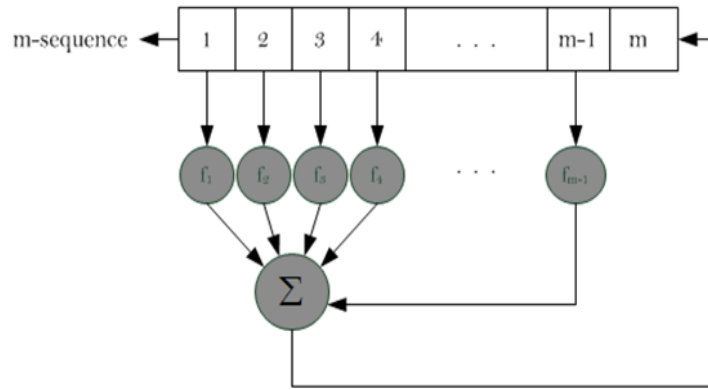


Figura 10 - Estrutura de sequência de spreading *m-sequence*.

$$s(t + m) = \sum_{i=0}^{m-1} f_i \cdot S_{t+i} \quad \forall t \quad (3.4)$$

Onde os coeficientes f_i são chamados de variáveis de conexão. Se o conjunto de $f_m = 1$ diz-se o polinómio característico o que permite ter sequências de comprimento máximo. A *m-sequence* tem propriedades de balanceamento, corrida e de deslocamento. A função de auto-correlação periódica de uma *m-sequences* de comprimento N_p é

$$R_a(j) = \begin{cases} N_p & \text{se } j = 0, \\ -1 & \text{se } 1 \leq j \leq n - 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

Como se pode observar nas figuras 11 e 12 com o MATLAB obteve-se o comportamento das funções de auto-correlação e correlação cruzada de *m-sequences*. A função de auto correlação apresenta o pico máximo da correlação N_p igual a 63, contrapondo aos valores baixos dos picos secundários. As *m-sequences* são quase ideais quando são vistos em termos das suas funções de auto correlação. A correlação cruzada apresentada no gráfico 12 permite inferir da existência de vários picos das correlações entre dois códigos diferentes. Esta particularidade é útil em sistemas CDMA. Por isso, propriedades de correlação cruzada jogam um papel central na redução de

interferências de acesso múltiplo em que se usam valores máximos absolutos da função periódica da correlação cruzada.

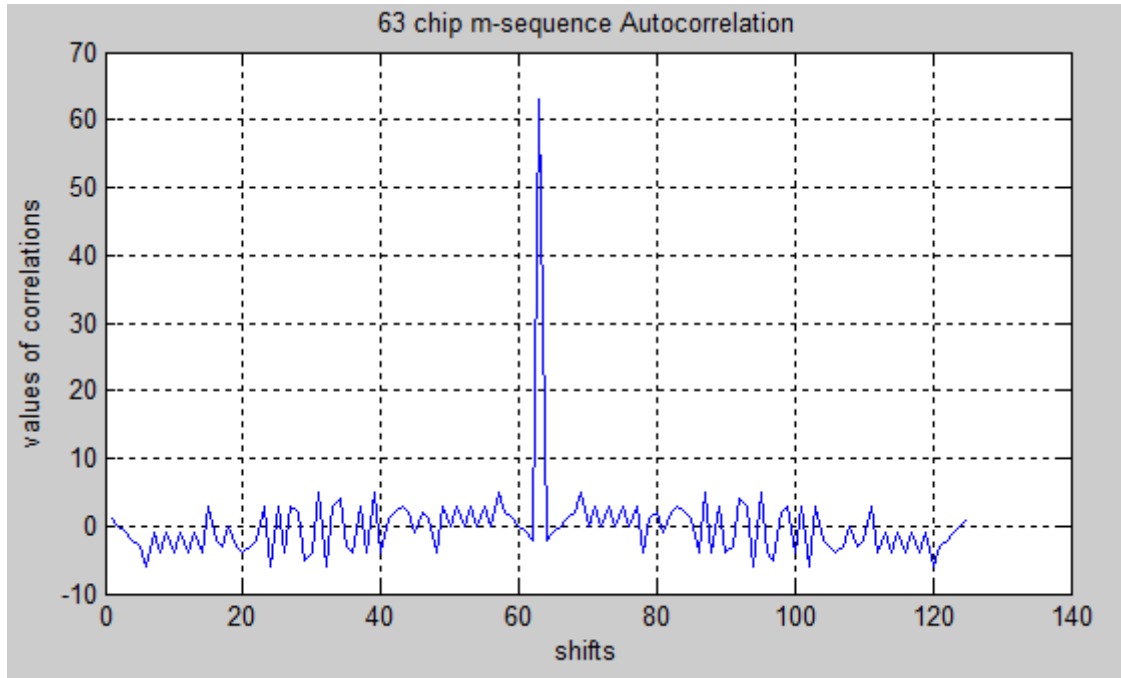


Figura 11 - Função de auto-correlação de *m-sequence*.

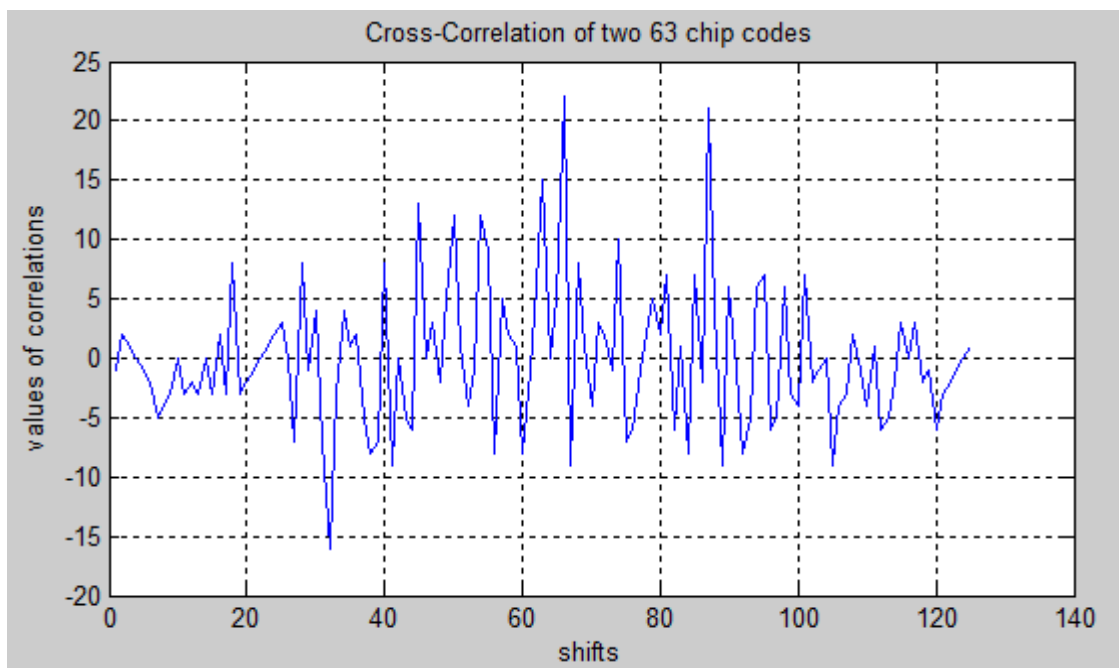


Figura 12 - Função de correlação cruzada de *m-sequence*.

As *m-sequence* são extremamente importantes para derivar famílias de sequências PN com melhores propriedades de correlação cruzada [33].

3.1.2 – Códigos de *Gold*

O código de *Gold* é uma classe de sequência de *spreading* usada especialmente para aplicações de acessos múltiplos em *Spread Spectrum*. São das famílias de códigos pseudo-ruído PN que apresentam níveis mínimos de correlação cruzada bem definidos.

As sequências de *Gold* S_{Gold} podem ser geradas a partir de duas sequências de comprimento máximo com o mesmo comprimento. A sequência a de período $N_p = 2^m - 1$, com m número inteiro e a segunda sequência a' obtida por amostragem de todo q -ésimo símbolo de a , geralmente designada de decimação de a . A notação $a' = a[q]$ é usada para sequência de a' . Esta sequência a' tem período N_p sse $mdc(N_p, q) = 1$, onde mdc significa o máximo divisor comum.

$$S_{Gold} = \{a, a', a \oplus a', a \oplus T a', \dots, a \oplus T^{N-1} a'\} \quad (3.6)$$

Onde a notação \oplus significa operador *OU-exclusivo* e $T^i a' \rightarrow a'$ deslocada de i bits. A existência de $N_p = 2^m - 1$ possíveis deslocamentos de uma sequência em relação à outra remete-se à construção num total de $N + 2 = 2^m + 1$ sequências de *Gold* de comprimento N_p (incluindo as duas originais). Alguns pares de sequências de comprimento máximo a e a' com o mesmo período N_p estão relacionados com $a' = a[q]$ para alguns q . Todos os pares de *m-sequences* cujo espectro de correlação cruzada é de três valores são chamados de pares preferidos de *m-sequences*. Aqueles três valores são definidos como sendo $\{-t(m)/N_p, -t(m)/N_p, [t(m) - 2]/N_p\}$, onde $m = \log_2(N_p + 1)$, N_p é período da sequência [29],

$$t(m) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{m+1}{2}}, & m \text{ impar} \\ 1 + 2^{\frac{m+2}{2}}, & m \text{ par} \end{cases} \quad (3.7)$$

Estas sequências de pares preferidos podem ser utilizadas para gerar outras sequências binárias com boas propriedades de correlação cruzada.

As funções de auto-correlação e correlação cruzada das sequências de *Gold* podem ser visualizadas nos gráficos seguintes gerados através da simulação em MATLAB.

A ilustração destes gráficos deixa-nos com uma percepção clara sobre razão das sequências de *Gold* serem utilizadas com muita frequência em ambientes multi-utilizador por necessitarem de um conjunto de códigos com o mesmo comprimento e com excelentes propriedades de correlação cruzada.

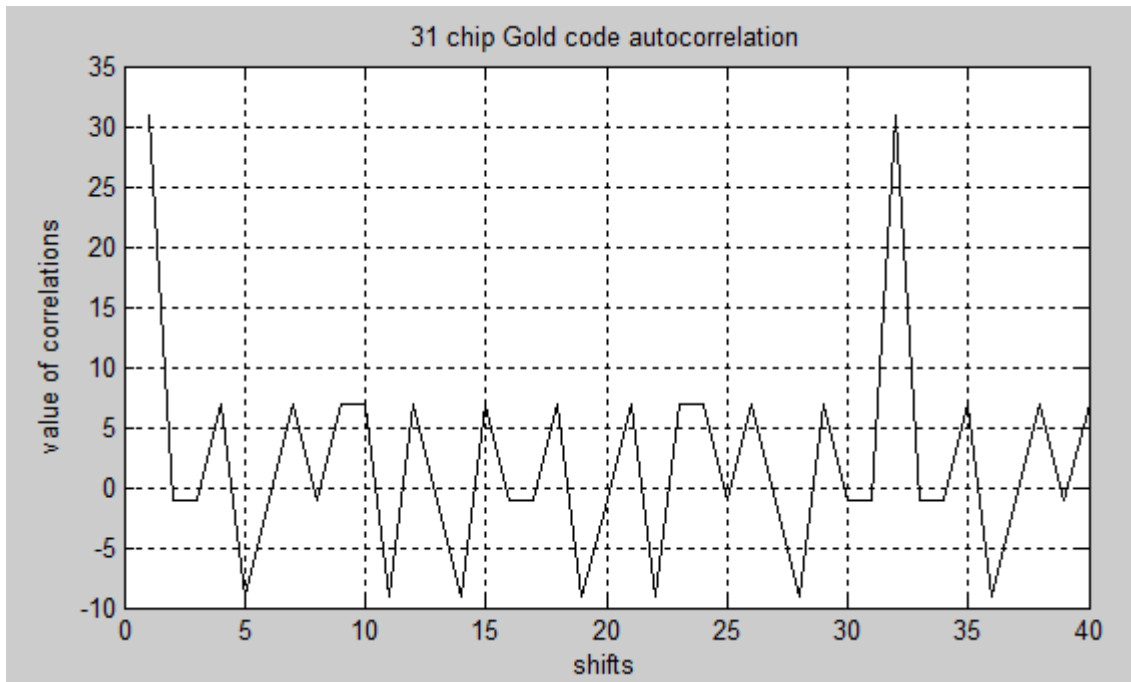


Figura 13 - Função de auto-correlação de sequência *Gold* $N_p = 31$

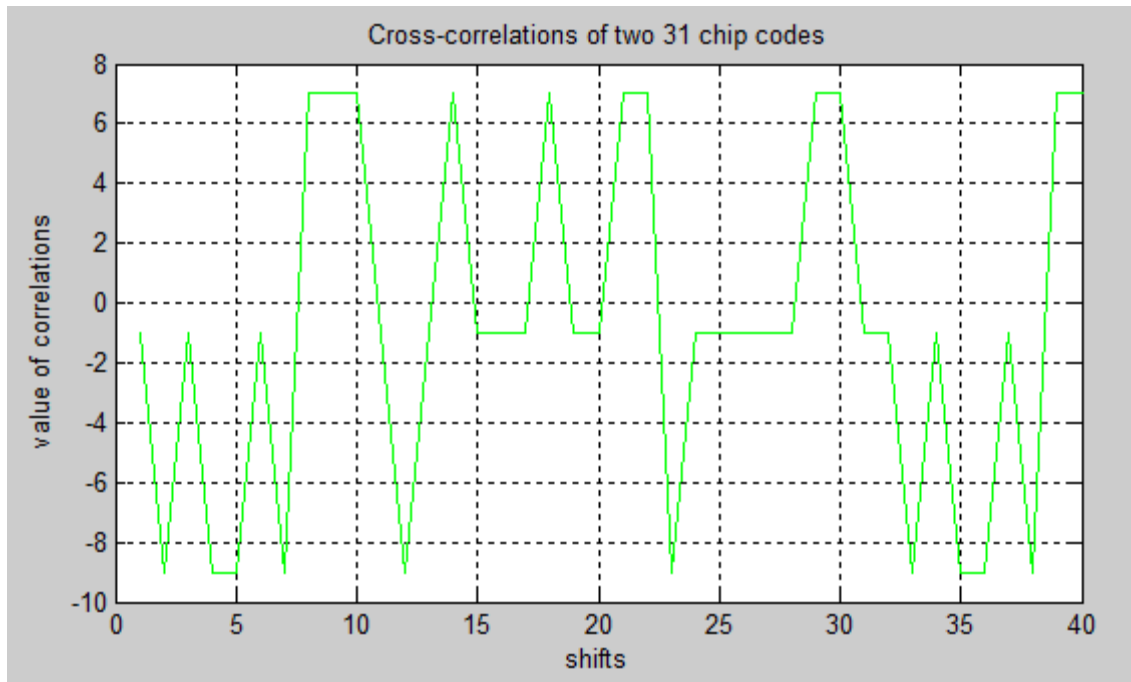


Figura 14 - Função de correlação cruzada de sequência *Gold* $N_p = 31$.

A previsibilidade das propriedades de correlações cruzadas é necessária em ambiente onde um código deve ser escolhido entre vários que existem no espectro.

O *Gold-codes* não proporciona só um maior conjunto de códigos, mas também fornece propriedades de correlação cruzada uniformemente baixo ao exibir boas propriedades de auto-correlação [36].

A figura 15 ilustra a proposta para um gerador de 33 sequências de *Gold-codes*, sequências obtidas por operador lógico *OU-exclusivo* de duas sequências de comprimento máximo. As sequências são adicionadas chip por chip através de simples deslocamento de conteúdo de registo de feedback [31].

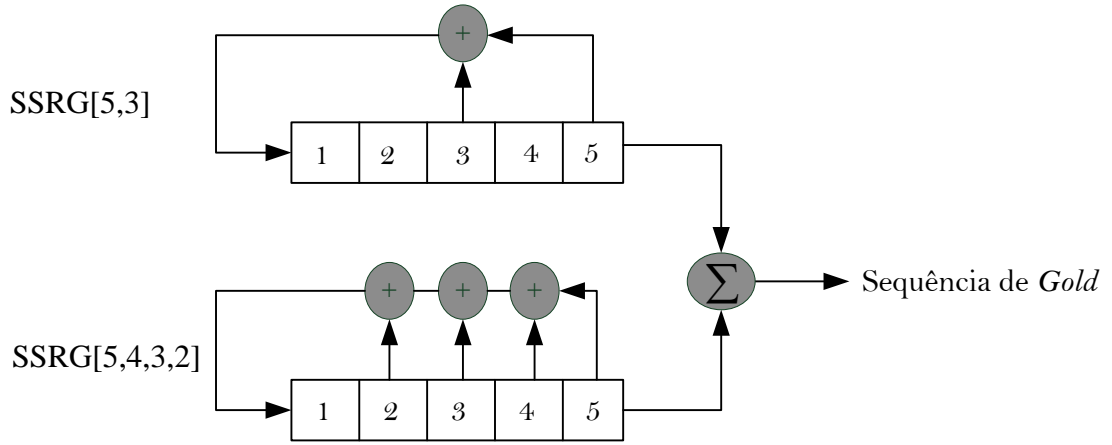


Figura 15 - Gerador de $N_p + 2$ sequências *Gold*.

3.1.3 – Códigos de *Kasami*

Outra classe de sequências de *spreading* que foram provavelmente usadas na terceira geração de comunicação móvel é o *Kasami-Codes*. As sequências *Kasami-Codes* também deriva da *m-sequences*. Existem dois conjuntos de sequências de *Kasami-Codes*, o pequeno conjunto e o grande conjunto. Com mesmo procedimento que é usado para gerar sequências de *Gold-codes*, constrói-se o pequeno conjunto de $M = 2^{m/2}$ sequências binárias de período $N_p = 2^m - 1$, com m par.

Apresentam as propriedades de auto-correlação e correlação cruzada ainda melhores do que *Gold-codes*.

A partir de uma *m-sequences* a de comprimento máximo, gera uma sequência binária a' , tomando todos os $2^{m/2} + 1$ bits de a' . Por outras palavras, a sequência resultante a' é formada por decimação de período $2^{m/2} - 1$. Agora, tomando N_p bits das sequências a e a' , gera uma nova sequência através da porta lógica *OU-exclusivo* (adição de módulo-2), os bits de a e todos $2^{m/2} - 2$ deslocamentos cíclicos dos bits de a' . A inclusão de a' neste conjunto, obtém-se um conjunto de $2^{m/2}$ sequências binárias, equação 3.8, de comprimento N_p chamado de pequeno conjunto de *Kasami*.

$$S_{Kasami} = \{a, a', a \oplus a', a \oplus Ta', \dots, a \oplus T^{2^{m/2}-2} a'\} \quad (3.8)$$

Onde T^i é um operador que desloca ciclicamente a' para esquerda i posições, com $i = 1, 2, 3, \dots, 2^{m/2} - 2$ [31].

As figuras seguintes mostram as características de auto-correlação e correlação cruzada, o que permite distinguir os códigos de Kasami como os melhores de todos outros códigos derivados de *m-sequences*, diferencia-se e valoriza-se muito acima dos códigos Gold mas com a desvantagem de ter menos sequências. Estas sequências de *Kasami* apresentam valores das correlações bem definidos o que facilita bastante a sincronização.

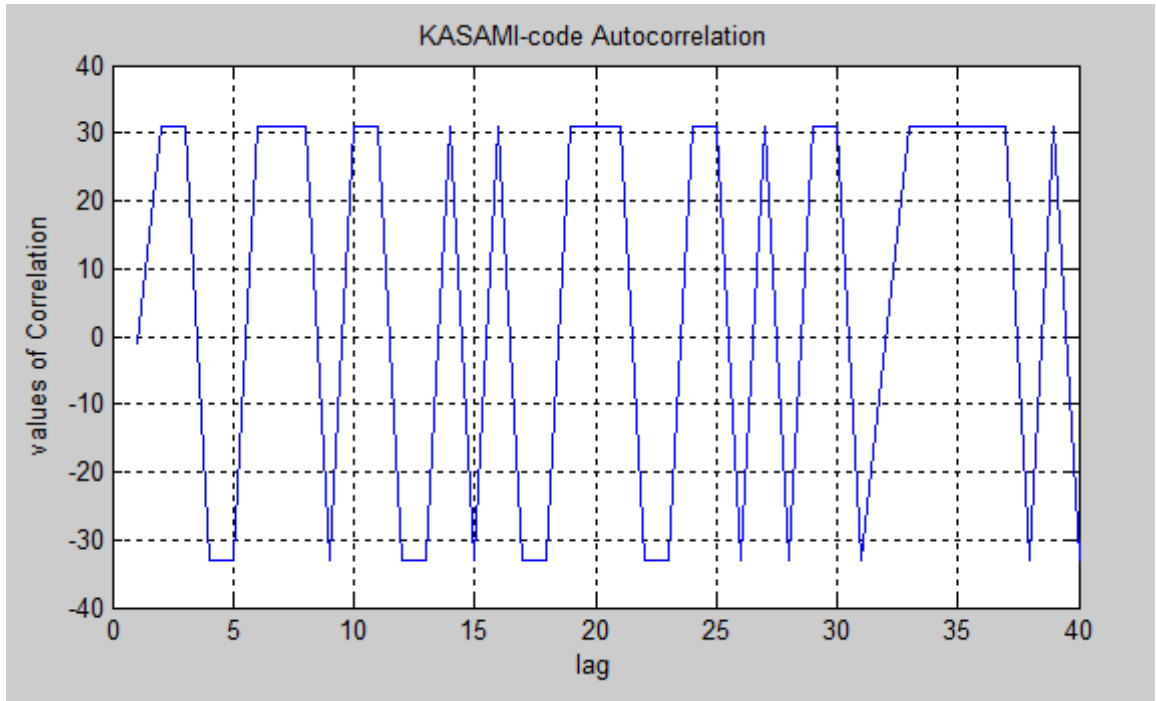


Figura 16 - Função de auto-correlação de *Kasami-Codes*.

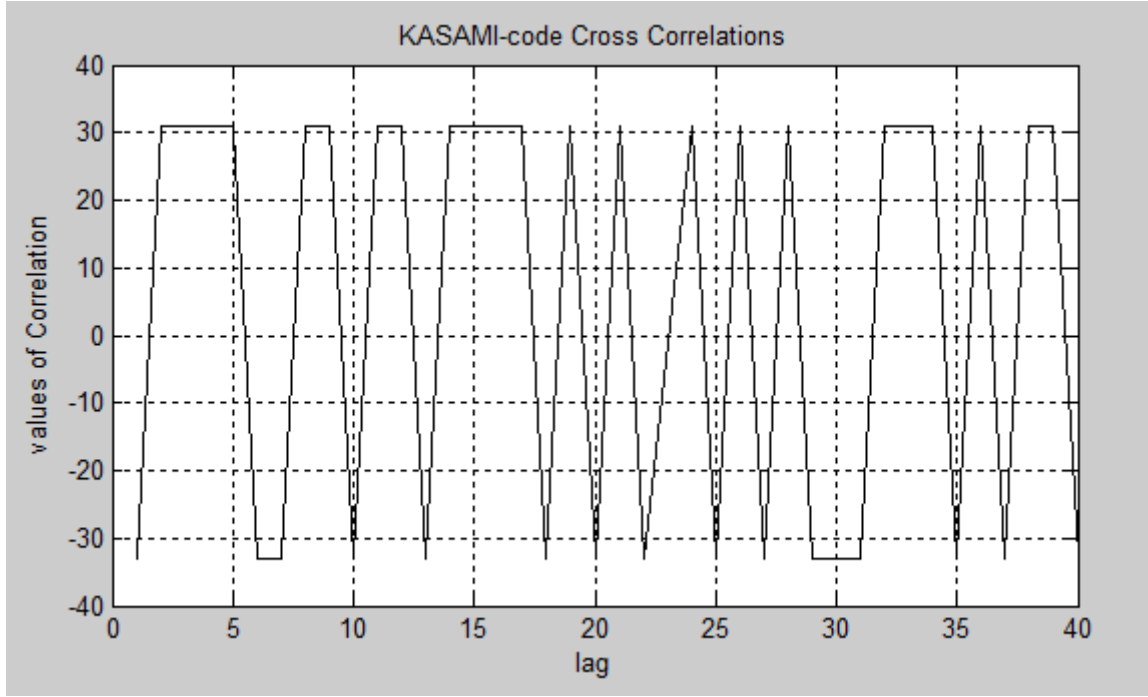


Figura 17 - Função de correlação cruzada de *Kasami-Codes*.

As funções de auto-correlação e correlação cruzada destas sequências tomam um conjunto de valores que são $\{-1, -(2^{m/2} + 1), 2^{m/2} - 1\}$. Sem negligenciar os valores acima mencionado, qualquer par de sequências do conjunto tem um valor máximo de correlação cruzada de θ_c [33].

$$\theta_c = 2^{m/2} + 1 \quad (3.9)$$

O grande conjunto de Kasami também consiste em sequências de período N_p , com m par. Deriva de ambas sequências de Gold e subconjunto do pequeno conjunto de sequências de *Kasami*. O número de cada sequências é $M = 2^{3m/2}$ se $m = 0 \pmod{4}$, e $M = 2^{3m/2} + 2^{m/2}$ se $m = 2 \pmod{4}$.

Nesta abordagem de selecção de códigos, é conveniente que os códigos *spreading* forneçam valores baixo da correlação cruzada para evitar interferências mútuas entre diferentes utilizadores. Além disso os códigos devem ter uma alta função de auto-correlação afim de diferencia-los do ruído que possa estar sujeito o processo de transferência. As sequências de *Gold* e *Kasami* rendem a

um vasto conjunto de sequências de *m-sequences* com o mesmo comprimento, embora agravando as suas características de auto-correlação.

As sequências de *Gold* geram maior número de códigos diferentes e, portanto, suportam maior quantidade de utilizadores, mas apresentam valores de correlação cruzada semelhantes aos do *m-sequences*. As sequências de *Kasami* têm picos de correlação cruzada mais baixos que as sequências de *Gold*, mas fornecem menos códigos que estas, tendo melhor desempenho em ambiente assíncrono [37].

Nos sistemas *Spread Spectrum* em que se usam múltiplos códigos de *spreading*, não é suficiente empregar códigos com boas propriedades de auto-correlação a não ser que os sistemas sofram de interferências de acesso múltiplo (MAI) e possivelmente, quando utilizador é atribuído aos vários códigos ortogonais a degradação do sinal pode assumir a forma de interferência inter-símbolos (ISI). Para alcançar boas características de *spreading* no multi-código DS-CDMA, é necessário uso de sequências com boas propriedades auto-correlação e assim como correlação cruzada. A correlação cruzada entre quaisquer dois códigos devem ser baixo para reduzir o MAI e o ISI [38].

Ao mesmo tempo, é desejável propriedade de auto correlação de um código de acesso múltiplo ser forte no pico, com pequenos lobos secundários. Infelizmente, as características favoráveis de auto-correlação são tipicamente conseguidas à custa de características de correlação cruzada, e vice-versa. Assim, a selecção do código geralmente envolve um compromisso entre a performance de auto-correlação e correlação cruzada. É vantajoso identificar conjunto de códigos de *spreading* com propriedades de auto-correlação e correlação cruzada que facilitam aquisição óptima e propriedades de sincronização. Por isso, existe também uma necessidade na arte para método *Spread Spectrum* do código aplicado na estrutura do transmissor e um eficiente método durante *despreading* no receptor e ao mesmo tempo códigos que suportam diferentes taxas de dados [39].

3.1.4 – Minorante de Welch

Existem vários limites nas correlações cruzadas das sequências de *spreading* acima estudadas. Principalmente, os mais usados são o minorante de *Welch* e o minorante de *Sidelnikov*. O limite de *Welch* aplica-se aos subconjuntos de valores sem restrições sobre elementos da sua sequência, enquanto o limite de *Sidelnikov* apenas se aplica às raízes de unidades complexas de sequências de

amplitude constante. Esses limites são úteis para estimar o comportamento das correlações cruzadas de códigos de diferentes famílias.

O minorante para o valor da correlação cruzada de pico para qualquer par de sequências binárias de período n desenvolvido por *Welch* para θ_{max} é

$$\theta_{max} \geq \sqrt[n]{\frac{M-1}{Mn-1}} \quad (3.10)$$

Onde M é o tamanho da família e $\theta_{max} = \max\{\theta_a, \theta_c\}$ (θ_a é o máximo absoluto do valor do lobo lateral do par da função de auto-correlação). Para valores grandes de n e M , este limite é aproximado por \sqrt{n} . O conjunto de códigos de alcance deste valor é o conjunto de códigos ótimos em relação ao limite de *Welch*.

Tabela 1 - Minorantes de *Welch* para famílias de códigos de *spreading*.

	$n = 2^m - 1$	m -sequence	Gold-codes	$kasami(1)$	$Kasami(2)$ $m=0(mod\ 4)$	$m=2(mod\ 4)$
<i>Welch (4)</i>	15	2.785	3.765	3.382	3.845	-
<i>Welch (6)</i>	31	7.255	7.877	7.432	63.000	7.930
<i>Welch (8)</i>	255	15.464	15.938	15.464	15.967	-
<i>Welch (10)</i>	1023	31.700	32.000	31.500	1023.0	32.000
<i>Welch (12)</i>	4095	63.770	63.984	63.490	63.992	-

Pode-se concluir que apenas as sequências de pequeno conjunto de *Kasami* (ver a Tabela 1, coluna *Kasami*¹⁾) possuem boa propriedade de correlação cruzada o que vantajoso para sincronização [33]. Para aqueles sinais de códigos que não são ortogonais, uma outra consideração de desenho projecto pode ser que os sinais de referência sejam minimamente correlacionados, tenha aproximadamente a mesma correlação e abordagem do limite de *Welch*. As sequências que

aproxima ou atende o limite de *Welch* podem perfilar em frame estreita onde cada vector possui norma unitária [40].

3.2 – Detecção por *Matched Filter*

A abordagem seguinte tece considerações sobre o filtro digital particularmente, sobre a arquitectura *Matched Filter* como detector de sinal na recepção durante a comunicação. O *Matched Filter* é um detector básico, considerado o filtro óptimo de detecção linear para um sinal conhecido num ruído aleatório. Este processo de detecção correlaciona a forma de onda recebida com uma versão de atraso adequado do código de *spreading*.

Antes de seguir para análise dos resultados proveniente do *Matched Filter*, convém ter um *background* da sua performance utilizando os resultados das simulações realizadas [39]. Todo o processo de detecção do sinal *Spread Spectrum* é realizado pelo *Matched Filter* por aplicação da operação *despreading* entre o sinal recebido e o código de *spreading* local. A estrutura *Matched Filter* geralmente é constituída por vários módulos:

- Correladores que determinam funções de correlação entre o sinal recebido e o código de *spreading* de comprimento certo.
- Um circuito de atraso que transfere sucessivamente os códigos de *spreading* de acordo com uma série de correladores por meio de tempos de atrasos de transferência por um período igual ao comprimento de código de *spreading*.
- Consoante o design, pode existir um *multiplexer* que selecciona sucessivamente uma das funções de correlação à saída e vai acumulando uma série de correlações por um período igual ao intervalo de amostragem do sinal recebido.

O *Matched Filter* tem a particularidade de minimizar o número de circuitos consequentemente a complexidade e tamanho dos recursos de implementação e o baixo consumo de energia.

3.2.1 – Estrutura de um *Matched Filter*

A descodificação de sinal *Spread Spectrum* envolve o processo de operação inversa de *spreading*. Tradicionalmente recorre-se a dois métodos correlatores para detecção de sinal no receptor: *matched filter* e *integrate and dump*. O *Matched Filter* possui vantagens em relação a *Integrate and Dump* em termos de hardware por permitir uma redução substancial do tamanho de circuitos envolvido na sua estrutura. Geralmente encontra-se um dos métodos de correlação do sinal transmitido na arquitectura *Spread Spectrum*:

- Método de correlação activa (designado por *Integrate and Dump*) que usa correlator como meio de processo inverso de *spreading*.

Primeiramente, será descrito o funcionamento da arquitectura *Matched Filter* antes de se tirar ilações óbvias da sua relevância na aquisição do sinal transmitido. A figura 19 trata-se de um exemplo de *Matched Filter* em que se usa o código de *spreading* como coeficientes de N tap do filtro do tipo transversal, onde D é o atraso que o sinal está sujeito na cadeia de circuitos de atrasos.

$D(m)$ e $R(m)$ designam respectivamente o sinal recebido e o sinal de correlação no instante m respectivamente. O sinal de correlação à saída pertence à gama de valores de saída de $\{-(N-1), N-1\}$ quando o sinal $D(m)$ tem em termos de magnitude o mesmo valor dos coeficientes armazenados localmente no *Matched Filter*. Ainda na figura 18, N código *Spreading* $P(n)$ ($n = 0, 1, \dots, N-2, N-1$) indica o código *spreading* de período N . O sinal recebido $D(m)$ é amostrado em cada instante de período do chip T_c , onde T_c (chip por segundo) é o período do código de *spreading* $P(n)$.

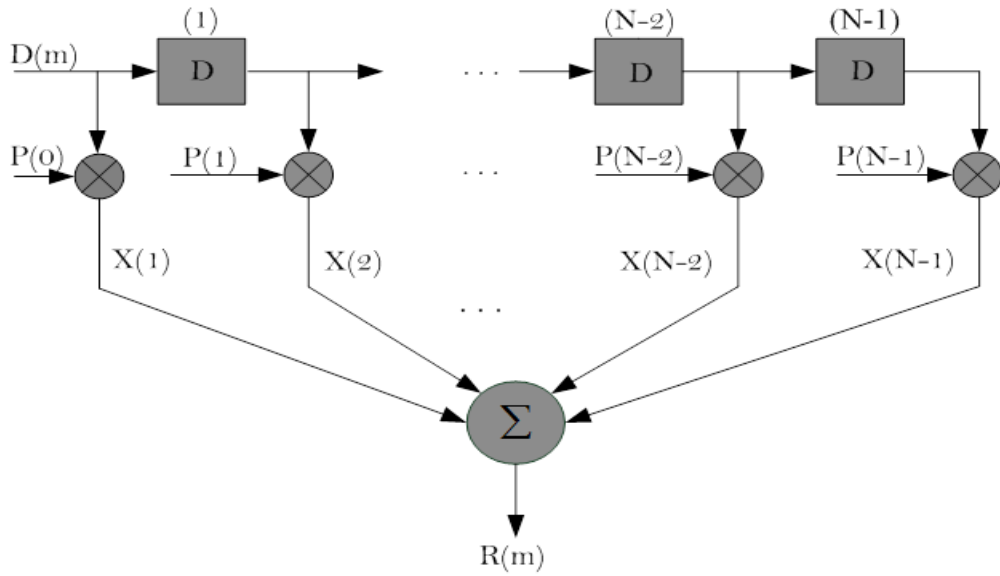


Figura 18 - Estrutura lógica de um *Matched Filter*.

Os valores dentro dos parênteses do código *spreading* representam tempo, de modo que quanto maior o valor mais atrasado está a partir do tempo inicial. Por exemplo, uma comparação entre $P(n)$ e $P(n + 1)$ indica que o código $P(n + 1)$ está mais atrasado do $P(n)$ pelo tempo suficiente igual ao período do chip T_c . Por outro lado, os valores dentro dos parênteses para outras entradas de cada sinal recebido $D(m)$ e o sinal de correlação $R(m)$ indica que quanto mais pequeno for mais atrasado está do tempo inicial. Isto é, como exemplo de comparação $D(m)$ e $D(m + 1)$, $D(m)$ indica que o sinal está mais atrasado do $D(m + 1)$ por um tempo igual ao período do chip T_c .

Quando o período de dados a ser submetido ao processo de disseminação do lado do emissor é T_s o rácio de *spreading* conhecido como ganho de processamento N tem a relação de $N = \frac{T_s}{T_c}$ com T_c período de chip e T_s período de símbolo. Como se pode constatar na figura 18 acima, no *Matched Filter* típico, o número de *taps* é igual ao ganho de processamento N . O circuito de atraso é uma estrutura composta por $N - 1$ elementos de atraso (p) ($p = 1, \dots, N - 2, N - 1$) ligados em série. O sinal recebido $D(m)$ é introduzido no elemento de atraso e para cada elemento de atraso (p) o sinal de saída é $D(m - p)$, o que corresponde tempo de atraso igual ao período de chip T_c .

Nesta como em qualquer proposta de *design* do *Matched Filter*, o multiplicador (n) multiplica o código *spreading* $P(n)$ por cada sinal de entrada $D(m)$ e o sinal de saída $D(m - p)$ de cada elemento de atraso (p) resultando desta multiplicação um sinal $X(n)$. Os sinais de saída $X(n)$ de

todos os multiplicadores (n) vão sendo acumulados, o que resulta num sinal de correlação $R(m)$ de período de símbolo T_s , o qual corresponde período de comprimento de código de *spreading* $P(n)$, ao qual pode ser representado por seguinte equação:

$$R(m) = \sum_{n=0}^{N-1} D(m-n) \cdot P(n) \quad (3.11)$$

O código de *spreading* toma apenas dois valores de $+1$ e -1 , e por esta razão nos (n) multiplicadores comuns a polaridade de entrada no somador é invertido de acordo com código de *spreading* $P(n)$. Como resulta claramente da figura anterior, no *Matched Filter*, o código de *spreading* é fixo, e a função de correlação cruzada com sinal recebido $D(m)$ é determinado em cada instante de período de chip T_c . O valor absoluto do sinal de correlação $R(m)$ é máximo quando o sinal recebido $D(m)$ e código *spreading* $P(n)$ estiverem em fase, ou seja, se for capaz de alinhar o código de *spreading* correctamente à recuperação dos símbolos de dados [40]. O receptor do sistema *Spread Spectrum* tem como o sinal de referência a réplica do código, que é uma cópia idêntica do dito código de *spreading* usado no transmissor na altura da disseminação do sinal de entrada de espectro estreito. Se a réplica do código e o sinal recebido são os mesmos e estão em fase, estes correlacionam e a modulação dos dados transmitidos podem ser recuperados para o que foi antes disseminado [41]. Isto é, altos picos mais altos acumulados são seleccionados por um verificador de valores máximos correspondente a melhor fase de correlação [42]. Este processo repete-se por si mesmo por cada sinal recebido $D(m)$ e código *spreading* $P(n)$ local até que o período da melhor fase coincide com período de símbolo T_s . Assim, é garantido que operação inversa de *spreading* usa *Matched Filter* para realização com período igual ao do símbolo. Neste caso em que o sincronismo para obtenção do sinal de saída se estabelece por período de chip, é de notar a ausência de operação destinada à fazer coincidência de fases do sinal recebido $D(m)$ e código de *spreading* $P(n)$ local. Por esta razão, o método inverso de *spreading* que usa o *Matched Filter* é chamado *método de correlação passiva*.

3.2.2 – Simulação *Matched Filter*

A figura 19 mostra o resultado de uma simulação prática do *Matched Filter* utilizando o MATLAB através de recursos disponibilizados pelo *System Generator* incluído neste software, constituídos por uma estrutura de filtro FIR em que as correlações foram realizadas entre o sinal recebido pertencente ao conjunto de valores $+1$ e -1 e o código de *spreading* de comprimento 1024.

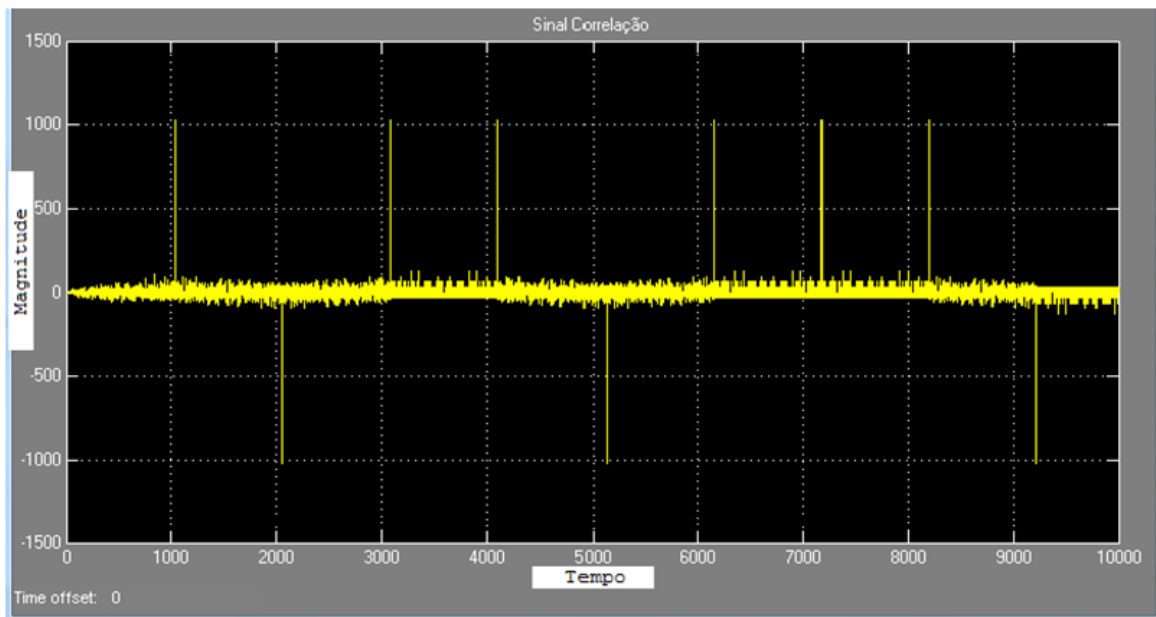


Figura 19 - Sinal de correlação a saída do *Matched Filter*.

Com base na análise obtida acima sobre o funcionamento do *Matched Filter*, a figura 19 permite visualizar os valores máximos das correlações à saída do *Matched Filter* quando calculado a cada intervalo de chip é igual a 1023 numa situação ideal, isto é, o sinal que entra no *Matched Filter* não passa por nenhum processo de condicionamento. Por outro lado, estes picos podem assumir outras amplitudes desde que seja submetido ao processo de normalização ou passagem do sinal a saída do canal de transmissão por um conversor analógico digital antes da sua recepção no *Matched Filter*. A polaridade do pico de correlação determina a polaridade do símbolo de dados após o *despreading* do sinal. Como se pode verificar, os máximos absolutos dos valores das correlações à saída de *Matched Filter* de um código de comprimento 1024 é igual a 1023.

Os picos máximos e mínimos de correlação positiva ou negativa significa a recepção de um símbolo válido. Assim pode-se intuitiva e justificadamente afirmar que, uma sequência aleatória não correlacionada com sequência de *spreading* que entre no *Matched Filter*, resulta apenas em picos secundários, como se pode ver na figura 19.

3.2.3 – Matched Filter vs Integrate and Dump

A vantagem de uma correlação activa (*Integrate and Dump*) é que pode ser implementada sem grande quantidade de hardware e é também um pouco mais fácil de adaptar aos diferentes tipos de sinais do que uma correlação passiva. No entanto, o hardware é muitas vezes complexo. Além disso, para códigos curtos a duração da transmissão é muito curta, o que exige do receptor rápida aquisição e o mesmo pode não ter o tempo suficiente para aquisição do sinal, consequentemente a informação a ser recuperada seja perdida. O método de correlação activa usa-se em combinação com outros métodos para alcançar o equilíbrio desejado entre o tempo de aquisição de hardware e a complexidade.

Uma das desvantagens do sistema de correlador passivo, *Matched Filter*, é a sua susceptibilidade a *jamming*. Outra desvantagem é a complexidade de hardware necessária para implementar um sistema deste tipo, que aumenta drasticamente com o comprimento da sequência. Isto é, o comprimento da sequência é mais longo do que a duração do bit de informação transmitida e desejada para maximizar a disseminação, o que resulta num maior número de recursos de hardware, forçando muitas vezes o *designer* a considerar outros métodos de detecção de sinal *Spread Spectrum* [43].

Em suma, a escolha de *Matched Filter* em detrimento de *Integrate and Dump* deve-se ao facto de se recorrer aos recursos disponibilizados pelo *System Generator*, em que o *Matched Filter* é constituído a partir de uma estrutura de filtros FIR o que reduz bastante a complexidade na implementação e, por outro lado, disponibiliza método adequado de detecção do sinal para *despreading* como acontece a correlação passiva permite rápida aquisição. Outra desvantagem é ter que armazenar os coeficientes do filtro em paralelo e compará-los cada um com uma amostra de sinal recebido. O *Matched Filter* calcula a função de correlação em cada período de símbolo T_s e tem a vantagem de o tempo de aquisição ser pequeno. Por isso esta arquitectura é mais usada para códigos curtos. Enquanto, o *Integrate and Dump* precisa de uma operação de integração ao longo

do período total $N.T_c$ da sequência de *spreading* para calcular um ponto da função de correlação que muitas vezes exige artifícios e experiência para tal. Mas ambos são óptimos do ponto de vista da relação sinal-ruído (SNR).

3.2.4 – Código de Aquisição e *Tracking*

As características vantajosas da aplicação dos sinais *Spread Spectrum* em comunicação e as métricas do desempenho do sistema são alcançados à custa de maior ou menor complexidade de realização do sistema. Um dos mais exigentes processos de comunicação entre par transmissor/receptor é a sincronização do sinal transmitido. Se não há informação a priori acerca do *timing* de informação, o tempo de incerteza é ao longo do período da sequência *spreading*, como se pode ver na figura 20. Sem a sincronização não há correcta operação *despreading* e recuperação do sinal recebido, ou seja, qualquer transmissão de dados não será possível. Por isso, o processo de aquisição de informação no seu *timing* é essencial para implementação de qualquer tipo de técnica modulação *Spread Spectrum*.

A sincronização do código consiste em dois passos:

- Código de aquisição inicial de sincronização entre o transmissor e o receptor é estimada dentro de uma incerteza de $\pm T_c$, isto é, a tolerância de erro de estimativa de tempo de posição deve ter variação de mais ou menos de um intervalo de chip.
- Código de *tracking* que trabalha e mantém a sincronização final entre transmissor e receptor. Tem como objectivo minimizar a estimativa do erro para uma pequena fracção do intervalo de chip e monitorizar as variações do tempo de aquisição.

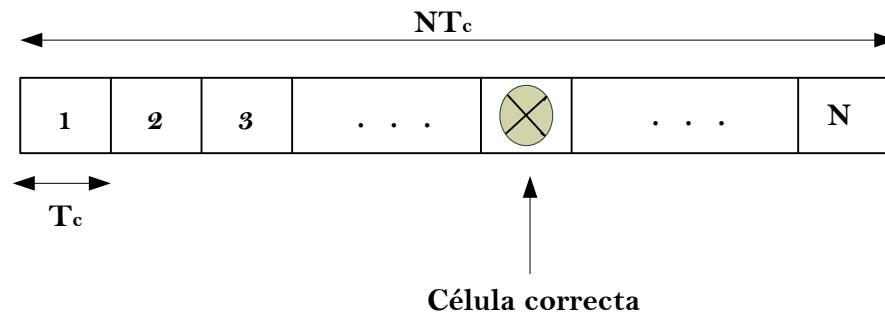


Figura 20- Região do tempo de incerteza.

Há duas estratégias de busca usadas tipicamente para a aquisição do código: busca série e busca paralela. Se o número de células investigadas é maior do que um, então a estratégia utilizada é referida como uma busca paralela e caso contrário tem-se busca série [41].

A decisão da célula correcta é feita usando um detector, onde a variável de decisão é comparado a um limiar de detecção. Se o limite for excedido, a célula investigada é considerada correcta. As células dentro da região de incerteza são pesquisadas em ordem que depende da quantidade de informação a priori sobre a correcta fase do código.

Em relação à aquisição inicial, o código de *tracking* é uma tarefa relativamente fácil e sempre acompanhado por compensador de atraso em malha fechada (*delay lock loop* - DLL). O feedback de *tracking* mantém a operação durante todo período de comunicação. As vezes, realiza-se periodicamente o código de aquisição não importa se o *feedback* de *tracking* perde o controlo ou não. Em comparação com o código de *tracking*, a aquisição inicial num sistema *Spread Spectrum* é geralmente mais difícil.

Mas com interesse quase explosivo nos vários domínios da aplicação desta tecnologia, métodos sofisticado de aquisição de código tem sido elaborado de maneira que em vez de minimizar o erro de estimativa a partir de um ponto fixo de observação, passa por minimizar o tempo de estimativa que resulta em erro limitado e na medida de observação livre de parâmetro ou parâmetros que têm que ser optimizado [42-43].

A informação é muitas vezes transmitida em curta rajadas para sua segurança adicional, o que requer ao receptor a extraordinária tarefa de repetidamente e rapidamente obter o sinal de informação no *timing* certo. Todo este processo é desencadeada por código de aquisição inicial ou simplesmente código de aquisição – que não é mais, nem menos o mecanismo para alcançar o

alinhamento ou a sincronização fina da fase do código de *spreading* local com o sinal de entrada, compartilhando as acções com a fase de *tracking*. Implementação e escolha eficiente do correlator pode ser usado para reduzir o custo dos circuitos de aquisição e aumento das capacidades dos circuitos. Com base nas realizações das correlações à saída dos correladores/*Matched Filter*, consegue-se minimizar o tempo de aquisição. Esses valores disponibilizados a saída de maiores amplitudes em relação aos picos secundários indicam a fase da sequência de *spreading* mais síncrona com sinal de entrada. O sincronismo da sequência de *spreading* é então assumido para manter a sincronização com o esperado sinal de entrada [44].

CAPÍTULO 4 – Projecto Sistema do Comunicação *Spread Spectrum*

4.1 – Introdução

O objectivo do projecto desta dissertação é conceber um protótipo que coloque em prática um sistema de comunicação por luz visível de arquitectura *broadcast* usando umas das técnicas de modulação *Spread Spectrum*. Neste âmbito, passa por desenvolver um sistema de comunicação por meio de luz visível baseado em FPGA, suportado pela técnica de transmissão *Spread Spectrum*. A plataforma de desenvolvimento de toda simulação do projecto foi feita em software MATLAB, utilizando os blocos disponibilizados pela *Xilinx* da *System Generator* para posterior lançamento da aplicação na plataforma FPGA. As considerações de cada bloco de comunicação serão feitas numa abordagem separada para o mais completo entendimento, focalizada em cada uma das três entidades de sistema de comunicação – transmissor, receptor e o canal de comunicação. A concepção do actual projecto deve ser dirigida a toda arquitectura deste sistema, métodos e conceitos descritos em função de cada bloco de sistema de comunicação. As vantagens, as características e a performance dos mesmos podem tornar-se claras a partir das descrições acompanhadas de diagramas e figuras.

A escolha de MATLAB como ferramenta de simulação neste projecto deve-se aos vários factores, mas a verdadeira razão que lhe está subjacente é o facto de *Xilinx* da *System Generator* disponibilizar blocos já construídos, que podem ser simulados antes e depois da execução do módulo em FPGA. A ferramenta MATLAB é importante na concepção e resolução de quaisquer projectos científicos e de engenharia por facilitar nos cálculos trabalhosos que muitas vezes tem de se realizar e que de outra maneira não seriam possíveis com a precisão requerida. Mas também permite desde logo ter-se uma avaliação da performance do projecto em si e podermos decidir sobre o mesmo.

Um teste de simulação de um sistema de comunicação permite avaliar as diferentes escolhas de uma tal concepção, de ser mais vantajosa na sua performance em relação a outra abordagem, embora esteja apenas no âmbito da simulação que não seja possível considerar todos os factores inerentes ao sistema físico, mas em todo caso permite ter uma ideia do desempenho do sistema.

Escolhas estas feitas em consideração com vários aspectos de modo a suprimir ou minimizar as perturbações externas ao sistema, sempre em linha de conta com o custo-benefício, que influenciam de que maneira o sistema irá ser afectada, por exemplo, pelas interferências e factores ambientais. Uma avaliação completa do sistema revela a performance do sistema e, assim, pode-se ter uma

decisão final sobre o projecto e antecipar os eventuais problemas que possam surgir no funcionamento do sistema.

4.2 – Código de Barker

O código de Barker é uma sequência de *spreading* muito usada na implementação de projecto de comunicação *broadcast* baseado na técnica de transmissão *Spread Spectrum*, concretamente *Direct Sequence Spread Spectrum*. Esta escolha não só permitiu familiarizar com sequências de *spreading* de boas propriedades de auto-correlação, como também tomar o conhecimento da sua restrição em termos de tamanho da sequência, isto é, por ser uma sequência de comprimento limitado, o que exclui a sua utilização quando há necessidade de códigos longos, tais como os códigos de *Gold*, sequências PN ou sequências de *Kasami* utilizadas em sistemas CDMA.

4.2.1 – Característica de Código de Barker

O código de Barker é uma sequência de comprimento finito ao qual pode ser representado por $B = [b_0, b_1, \dots, b_{n-1}, b_n]$ de $+1$'s e -1 's de comprimento $n \geq 2$. O código de Barker é uma sequência curta e popularizado em aplicações de radar. Possui sequências de diferentes comprimentos. Os lobos laterais gerados a partir da auto-correlação do código de Barker têm sempre a mesma amplitude. Consequentemente, a sequência binária é um conjunto de códigos, bipolar ou unipolar, que corresponde apenas aos comprimentos $N = 2, 3, 4, 5, 7, 11$ e 13 . O número de comprimento da família do código de Barker é muito limitado, a sequência de maior tamanho tem o comprimento 13.

Ambas as técnicas *Direct Sequence* e *Frequency Hopping* empregam uma palavra de código pseudo-aleatório conhecida tanto pelo transmissor como pelo receptor, de modo a disseminar os dados e torná-la difícil de detectar por receptores sem o conhecimento prévio do código de referência local. Este código de palavra consiste numa sequência de “*chips*” formado por conjunto de valores -1 e $+1$ (bipolar) ou 0 e 1 (unipolar) que é multiplicada (ou usando a porta lógica XOR) pelos bits de informação a serem transmitidos. Consequentemente, o bit de informação lógico ‘0’ pode ser codificado como primeiro código de palavra predeterminado e, bit de informação lógico ‘1’

pode ser codificado como a segunda sequência de código de palavra predeterminado. A palavra de código de Barker de 11 chips, consiste na sequência [00011101101] ou [+ + + - - - + - - + -]. Como já foi visto, a sequência inteira de uma palavra de código de Barker ou símbolo é transmitido num período de tempo ocupado por um único bit de informação binária, ou seja, $T_b = NT_c$, onde T_b , T_c e N representam a duração do período de um bit de dado, duração do período de um chip e ganho de processamento, respectivamente. A figura 21, mostra a representação da natureza de um sinal $s_k(n)$ de 1 bit codificado em 11 chips da sequência de Barker.

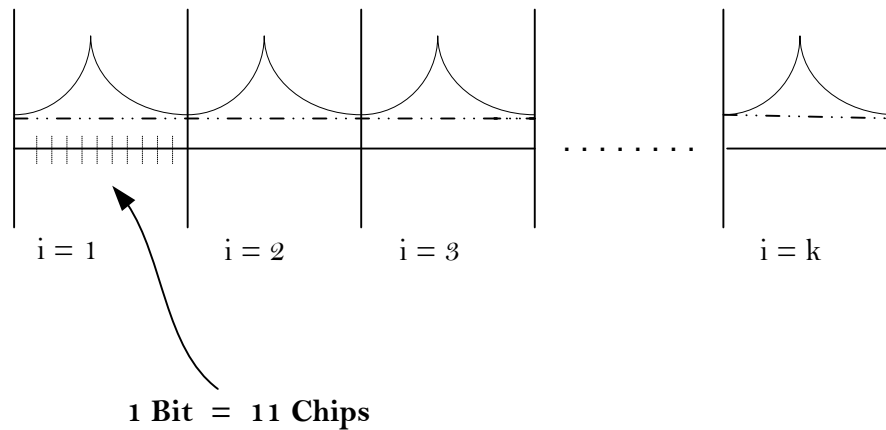


Figura 21 - Representação de um sinal codificado em 11 chips.

Por isso, se a taxa de símbolo é 1 MHz , a taxa de chip subjacente numa sequência de onze chips é 11 MHz , ou seja, pelo facto de se usar a taxa de chip do sinal 11 MHz para modular o sinal de informação que pretende-se transmitir, o espectro ocupado pelo sinal transmitido é onze vezes maior.

Assim, o sinal recuperado no receptor depois de processo de correlação e *despreading* resulta numa série de sequências de Barker invertida, representado por exemplo o bit lógico 1 e, sequência de Barker não invertida o bit de informação lógico 0 [28].

4.2.2 – Código de Barker Modificado

Como o próprio o nome diz código de Barker modificado, prende-se ao facto de se assumir a sequência de Barker de comprimento 11, eliminando um bit da sequência, resultando numa nova sequência de Barker modificada de comprimento 10 com uma penalidade de 0.4 dB relativamente ao código de Barker original.

[1110001001]

Esta nova sequência de *spreading* utilizada neste projecto apresenta números de bits consecutivos idênticos e não mais do que 3, evitando a queda de tensão em circuitos analógicos. Oferece todas as propriedades que se exigem de um código de *spreading* e uma performance muito semelhante ao popular código de Barker

- Sinal DC balanceado;
- Permite baixo consumo de recursos;
- Fácil implementação;
- Ganho de processamento 10.0 dB

Esta nova sequência de Barker modificada como se pode ver na figura 22, é uma mais-valia para todo o processo em si e a complexidade em geral, exhibe boas propriedades de correlação, ou seja, tem o mesmo número de níveis lógicos positivos e negativos o que reduz significativamente a componente DC. Apresenta-se as amplitudes dos picos máximos positivos e os mínimos negativos bastantes fortes evitando aquisições falsas e degradação do sinal na recuperação do sinal no receptor. Estas características são importantes em sistemas de comunicação por luz visível de modo que o sinal de informação é transportada por modulação em intensidade e recuperada por detecção directa (IM/DD).



Figura 22 - Sinal de sequência Barker modificada de comprimento 10.

A sequência de Barker modificada é obtida por um registo de deslocamento com retroacção linear (LFSR, *linear feedback shift register*). É fácil de implementar, apesar de esta estrutura ter quatro registos ($n = 4$) e um contador. Ou seja, o LFSR gera uma sequência de códigos de comprimento máximo (*m-sequence*) de $(2^n - 1)$ bits, repetindo a sequência ao fim do comprimento 15. Esta sequência é truncada para 10 usando um contador, que reinicializa o conteúdo dos quatro registos ao fim de 10 períodos, como mostra a figura seguinte. A fim de assegurar que os bits têm a sequência correcta, o valor inicial dos quatro registos do LFSR devem ser os quatro bits iniciais da sequência de Barker modificada [45].

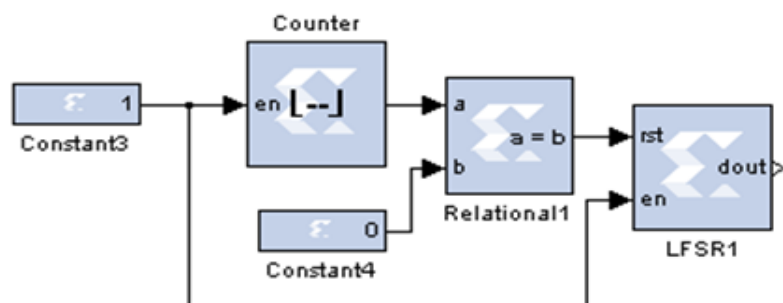


Figura 23 - Diagrama de bloco gerador da sequência de Barker modificada.

Os pacotes de dados são disseminados no transmissor usando a sequência de Barker modificada com 10 bits. O sinal recebido no receptor por meio de correlação cruzada no *Matched Filter* com 10 bits da sequência de Barker modificada, apresenta um pico de correlação nítido quando a sequência estiver sincronizada e pequenos secundários de correlação fora do período de bit de sequência transmitida. Por isso, dentro da janela do comprimento da sequência *spreading* recebida, pode-se esperar um valor de pico de correlação positivo ou negativo consoante bit de informação de dado transmitido e que ocorrerá periodicamente durante período chips.

4.3 – Sistema de Comunicação *Spread Spectrum* Desenvolvido

A figura 24 apresenta um sistema genérico de comunicação *direct sequence spread spectrum*. O conceito básico de aplicação da operação de *spreading* no sistema DSSS está ilustrado no diagrama de bloco conceptual do transmissor e receptor DSSS nas figuras seguintes.

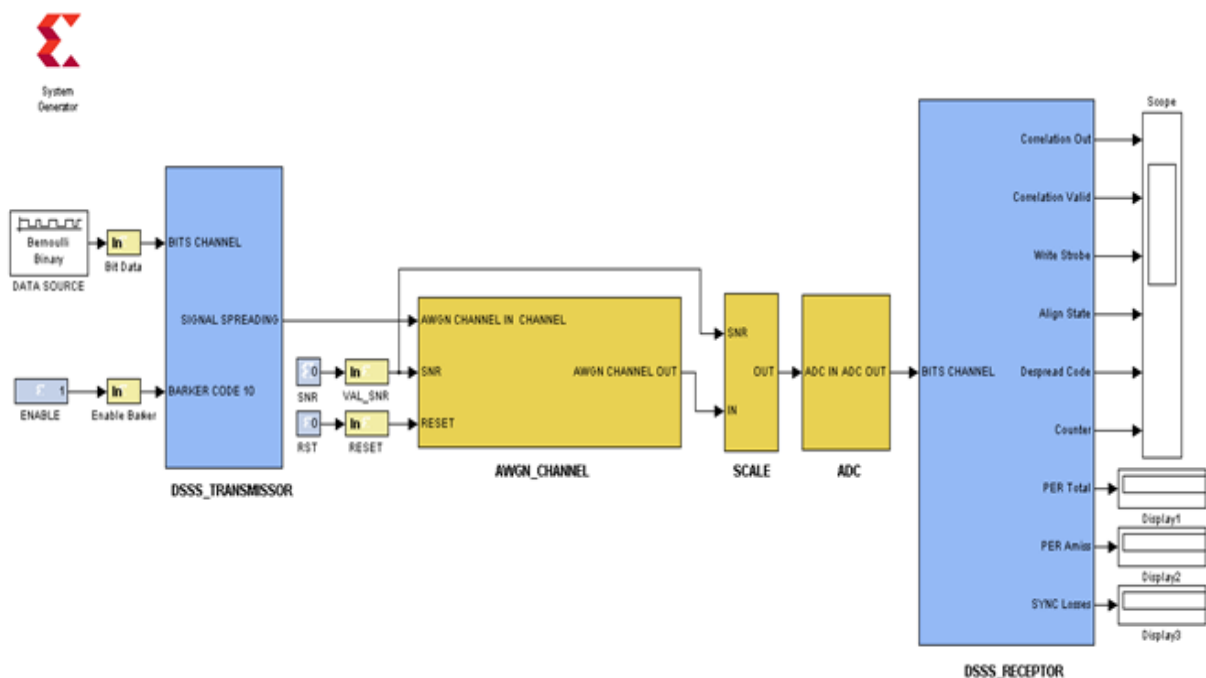


Figura 24 - Modelo Genérico do Sistema de Comunicação Implementado.

4.4 – Transmissor *Direct Sequence*

A arquitectura do núcleo transmissor *Direct Sequence Spread Spectrum*, ilustrada na figura 25, foi desenvolvida usando os blocos disponibilizados por *Xilinx de System Generator*. O bloco **Data Source** é uma sequência binária aleatória de Bernoulli, representa o bit de informação de dado a ser transmitido. A informação é modulada por uma técnica de modulação designada por *Sequence Inverse Keying* (SIK), que trabalha sob o princípio de correlação unipolar-bipolar. Isto significa que a transmissão é feita numa versão unipolar da sequência de Barker modificada, mas é correlacionado no receptor em formato bipolar. Este facto preserva as propriedades de correlação do código reduzindo os efeitos de interferências na transmissão.

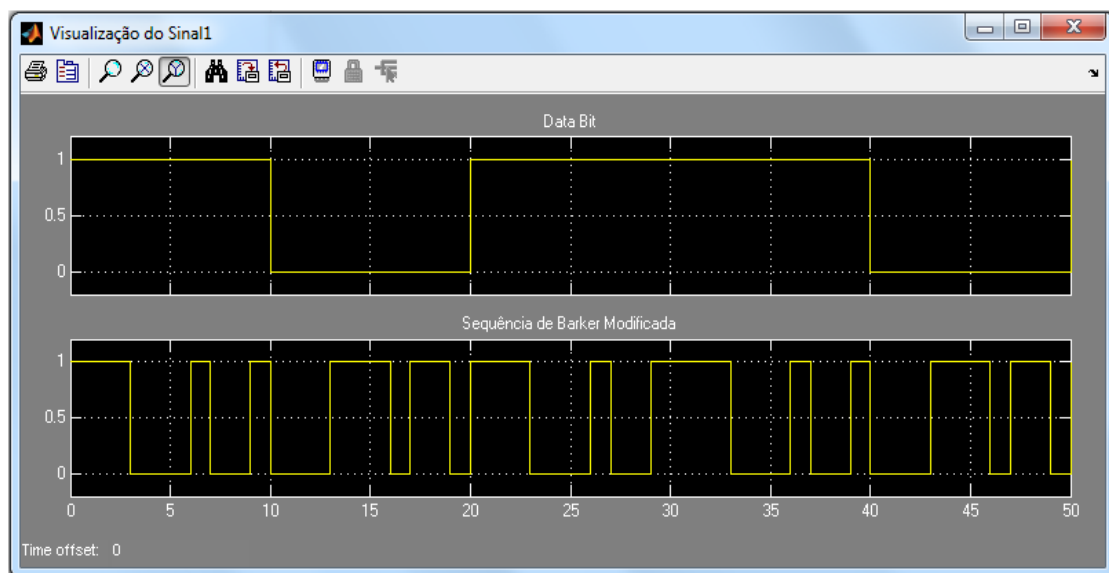


Figura 25 - Sinal de bit de dados e sequência de *spreading* no transmissor.

Na figura apresentam dois sinais, o de cima significa sinal correspondente aos bits de dados e em baixo a sequência de *spreading* utilizada nesta implementação. Aqui, cada **Data Bit** é disseminado em $N = 10$ chips, correspondente ao ganho de processamento. Por exemplo, neste caso em que um bit tem 1 segundo então a duração de cada chip é $\frac{1}{10}$ segundo. O sinal transmitido é a sequência de Barker modificada em função do bit de informação de dados, isto é, transmite a sequência de *spreading* se o bit de informação de dados a ser transmitido for 1 ou transmite a

sequência de *spreading* invertida se o bit de informação de dados for 0, este processo de modulação resulta da operação porta lógica *XNOR* entre os dois sinais disponíveis no transmissor, conhecido como a técnica de modulação *Sequence Inverse Keying*.

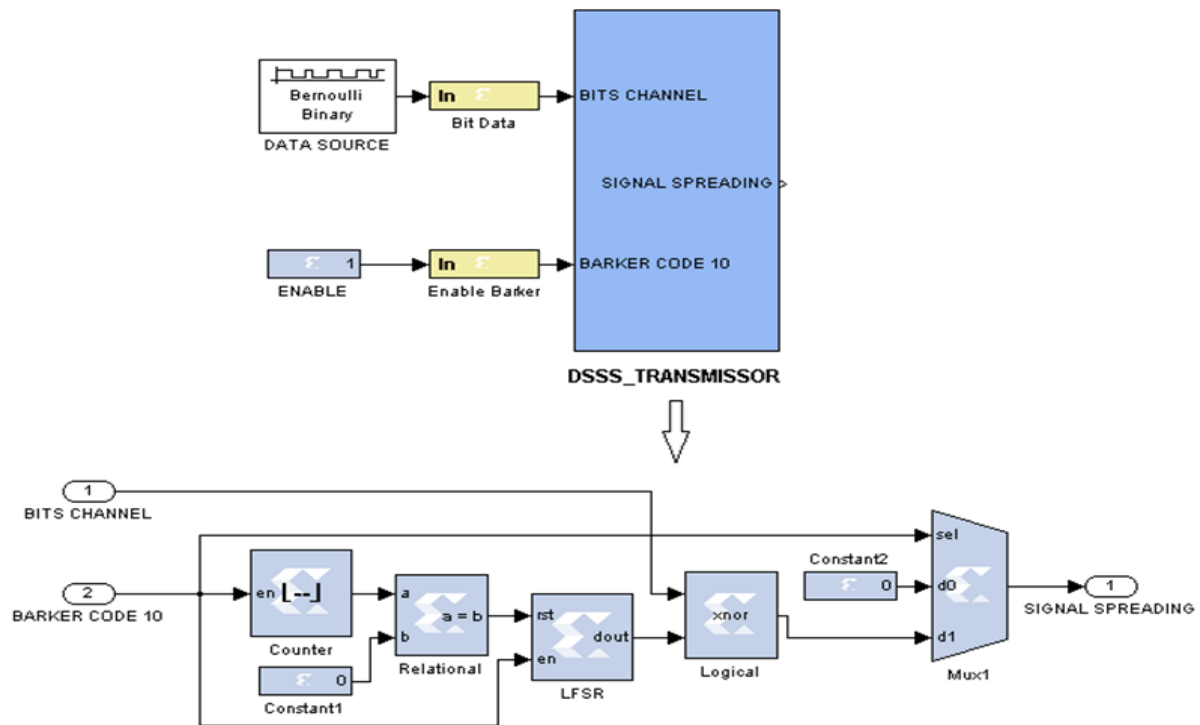


Figura 26 - Diagrama de bloco do transmissor *Direct Sequence*.

Ao nível desta arquitectura (apresentada na figura acima) pode-se verificar a simples implementação do transmissor *Direct Sequence Spread Spectrum*, com ressalva dos três principais blocos constituintes, o bloco LFSR já conhecido, o bloco **Counter** com a sua especificidade de repetir a sequência de Barker modificada periodicamente de 10 em 10 períodos e o bloco operador lógico XNOR tem a tarefa fundamental de aplicar a técnica de modulação *Sequence Inverse Keying*, de tal forma que aumenta a performance deste sistema de comunicação contra ruído e outros efeitos.

4.5 – Modulação *Sequence Inverse Keying* (SIK)

A modulação é um dos processos chave no sistema de comunicação. Técnicas de modulação adequada e robusta permitam bom desempenho do sistema. O desempenho dos sistemas VLC é susceptível de ser prejudicada pela perda significativa num percurso longo e pelo ruído proveniente das luzes artificiais e naturais. A perda por longa distância leva à utilização de níveis de potência óptica elevada. Além disso, os dispositivos estão limitados pela velocidade dos dispositivos optoelectrónicos (LEDs e fotodíodos PIN). O desempenho do sistema varia de acordo com as condições do ambiente, taxa de dados, soluções técnicas e ainda pela implementação específico do sistema [2].

Como se sabe, a informação a ser transmitida neste sistema é modulada por chips de sequência de *spreading* usando a modulação *Sequence Inverse Keying* (SIK). A utilização desta técnica de modulação é particularmente interessante quando o canal de comunicação é o espaço livre. Possui a capacidade de atenuar a dispersão multipercurso e outras interferências a que o canal de comunicação está sujeito.

Embora tenham surgido vários sistemas de modulação sofisticados com vista a salvaguardar o sinal de dados a ser transmitido das eventuais interferências, outros factores, tais como o custo de implementação, impedem a sua utilização generalizada. Deste modo, a tendência era encontrar um sistema com a capacidade de anular as interferências mas que ao mesmo tempo tivesse uma implementação simples do ponto de vista da complexidade e do custo do par transmissor/receptor.

O compromisso entre a complexidade do sistema e a performance pode ser alcançado se o esquema *Sequence Inverse Keying* for usado para a modulação de dados na técnica *Spread Spectrum*. Isto significa que a transmissão é trabalhada numa versão unipolar do código, mas é correlacionado no receptor em formato bipolar. Este facto preserva as propriedades de correlação reduzindo a interferência na transmissão. Esta técnica de modulação oferece melhor performance relativamente a outros métodos mais sofisticados [14-46].

4.6 – Canal de Comunicação *Spread Spectrum*

O sistema *Spread Spectrum* é amplamente conhecido na sua aplicação em comunicação sem fio, embora possa ser empregue em vários canais de comunicação existentes. Por exemplo, canais de comunicação rádio usado em comunicações móveis, redes sem fios para ambientes interiores - *Local Area Networks* (LAN), canal de fibra óptica e outros, desde que se cumpram as exigências de bom funcionamento do sistema de comunicação.

O canal de comunicação é o elemento fundamental em toda cadeia que constitui um sistema de comunicação, porque a estrutura e funcionamento dos restantes blocos ficam estritamente dependente das suas limitações e propriedades físicas.

Por exemplo, neste caso de estudo, em que o meio de transmissão é o espaço livre, o canal de transmissão implica um esforço redobrado a ter em conta para a performance do sistema. Nestas situações, um dado nível de ruído no canal de transmissão exige readaptação de procedimentos ou técnica, ao qual pode ou não determinar a necessidade de outra concepção na estrutura ou codificação do receptor.

Nesta simulação, não se tem a pretensão de descrever as propriedades básicas dos vários tipos de canais de comunicação nem apresentar métodos de modelagem dos mesmos, mas sim a simulação de um canal modelo que nos permite conduzir ao mesmo tempo análises teóricas e simulação do sistema de comunicação em estudo.

O diagrama de blocos da figura 27 representa um modelo do canal de transmissão de um sistema de comunicação *Spread Spectrum*. O bloco de referência **BPSK AWGN CHANNEL** da *Xilinx* é um canal de transmissão que possui embutido um gerador de ruído branco gaussiano, com o objectivo de introduzir um certo nível de ruído no sinal de informação à entrada do canal. O ruído é dimensionado com base na relação sinal-ruído para alcançar o nível de variância desejado. A relação sinal-ruído (SNR) é definida como (E_b/N_0) em dB, o qual é adicionado ao sinal de entrada do canal de acordo com o formato BPSK. Inicialmente, o sinal a entrada do canal de comunicação é unipolar, em seguida é modulado para uma gama dinâmica de 1 e -1 . Por este motivo, o sinal de entrada é invertido com uma porta lógica inversora antes da sua entrada no canal de transmissão. A modulação *BPSK* provoca alternância de bit de dados o que origina uma mudança de fase de 180° no sinal a ser transmitido, a que corresponde uma inversão deste sinal, ao qual por sua vez é adicionado o ruído que provoca uma variação do sinal em amplitude que atinge deste modo um

majorante de 4.3501 quando é submetido por exemplo ao SNR de 0 dB. A saída do canal surgiu um sinal de informação corrompido com um nível de ruído gaussiano aditivo consoante o parâmetro SNR programado.

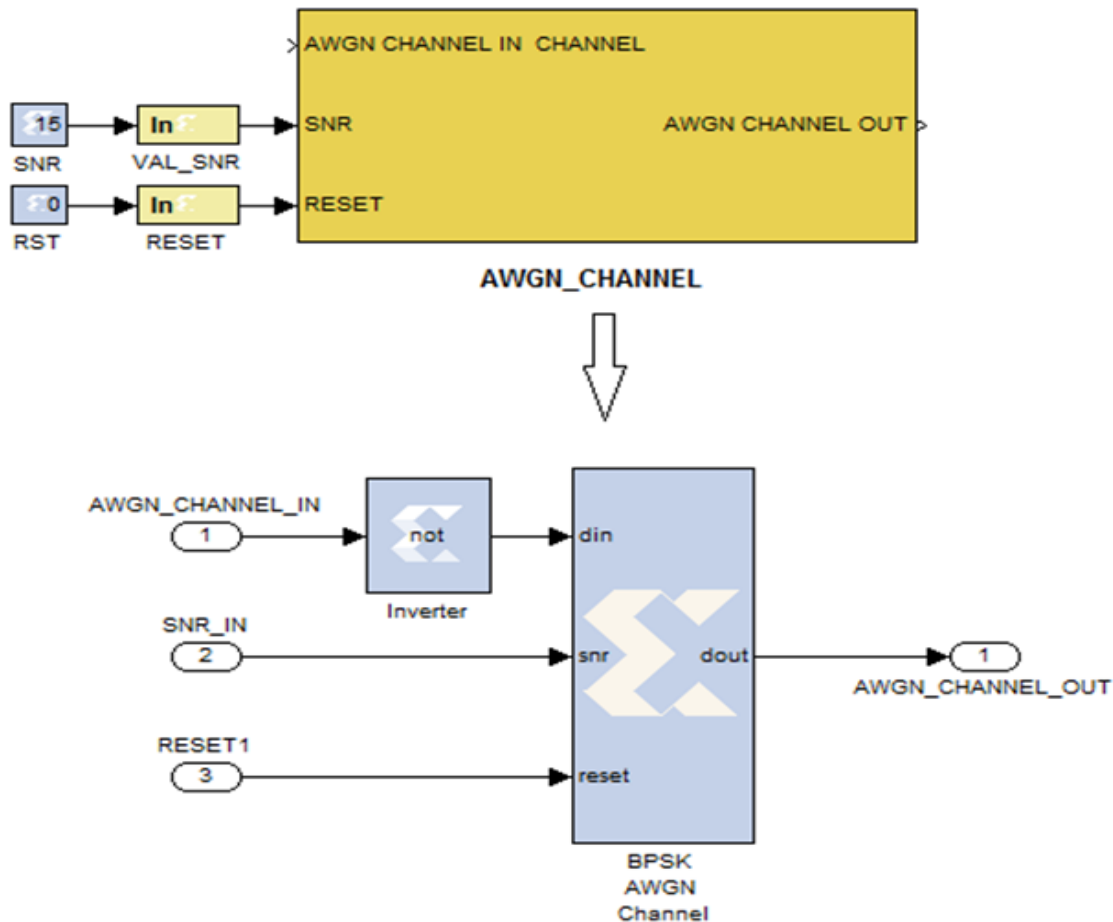


Figura 27 - Diagrama de bloco de canal de comunicação AWGN.

Este parâmetro SNR (relação sinal-ruído) é muito importante para qualquer sistema de comunicação e dá-nos informação sobre até que ponto o ruído afecta o sinal de informação transmitido. O termo “ruído” aqui usado, inclui interferência do ruído térmico assim como, interferências causadas por sinais transmitidos das outras fontes. É desejável aumentar a relação sinal-ruído do sistema de comunicação, considerando as suas implicações vantajosas no aumento da fidelidade do sistema de um sinal analógico ou diminuição da taxa de bit do erro durante a transmissão de um sinal digital. Uma das formas para aumentar a relação sinal-ruído passa pelo aumento da potência do sinal de entrada disponível no receptor, através do aumento da largura de

banda usada para transmitir o sinal *Spread Spectrum*, por outro lado, indirectamente na diminuição suficiente do ruído no receptor.

O sistema *Spread Spectrum* funciona tipicamente a muito baixa densidade espectral de potência sobre grande largura de banda, muitas vezes, conhecido como largura de banda de chips. De modo, a alcançar um certo ganho de processamento para atenuar os efeitos de interferências, requer uma boa relação sinal-ruído durante a comunicação. O ruído no sistema *Spread Spectrum* é em grande parte auto-interferência, por exemplo, o ruído gaussiano aditivo que aparece como um sinal aleatório interferindo na máxima potência central da largura de banda do sistema, na fracção de código do símbolo da sequência de *spreading*, desejável do sinal *Spread Spectrum* recebido [28].

O canal de comunicação é um bloco extremamente importante no sistema de comunicação. Por ser o bloco onde se transmite a informação, as suas propriedades determinam os tipos de transmissão digital, a capacidade do sistema, a qualidade de serviço, a taxa de dados, a construção do par transmissor/receptor e o nível de complexidade de codificação aplicado ao bloco de sinal de informação de dados.

4.7 – Normalização para Conversor Analógico Digital

Este bloco de normalização *SCALE* tem como objectivo escalonar os valores à saída do canal de comunicação *AWGN CHANNEL* para uma gama aceitável do conversor analógico digital. Este propósito deve-se ao facto de que, à medida que se adiciona ruído, a amplitude do sinal à saída do canal de comunicação aumenta, podendo atingir um máximo de 4.3501. Por outro lado, a necessidade de uniformizar a gama dinâmica para eventual utilização pelo bloco conversor analógico digital *ADC*, que só permite valores entre 0.0 a 3.3, também para estar de acordo com a tensão física disponível na FPGA. O bloco *SCALE* da figura 28 foi concebido para modelar os valores de acordo com seguinte expressão:

$$\text{SCALE_OUT} = \left(\frac{R_2}{R_1} * \text{SCALE_IN} \right) + V_{\text{ref}} \quad (4.1)$$

$$R_2 = \frac{\text{Majorante da ADC}}{\text{Nº Total de pontos}} = \frac{3.3}{2^9} \quad (4.2)$$

$$R_1 = \frac{\text{Valor Majorante (SNR)}}{\text{Nº de pontos usados}} = \frac{\text{Majorante}}{2^8} \quad (4.3)$$

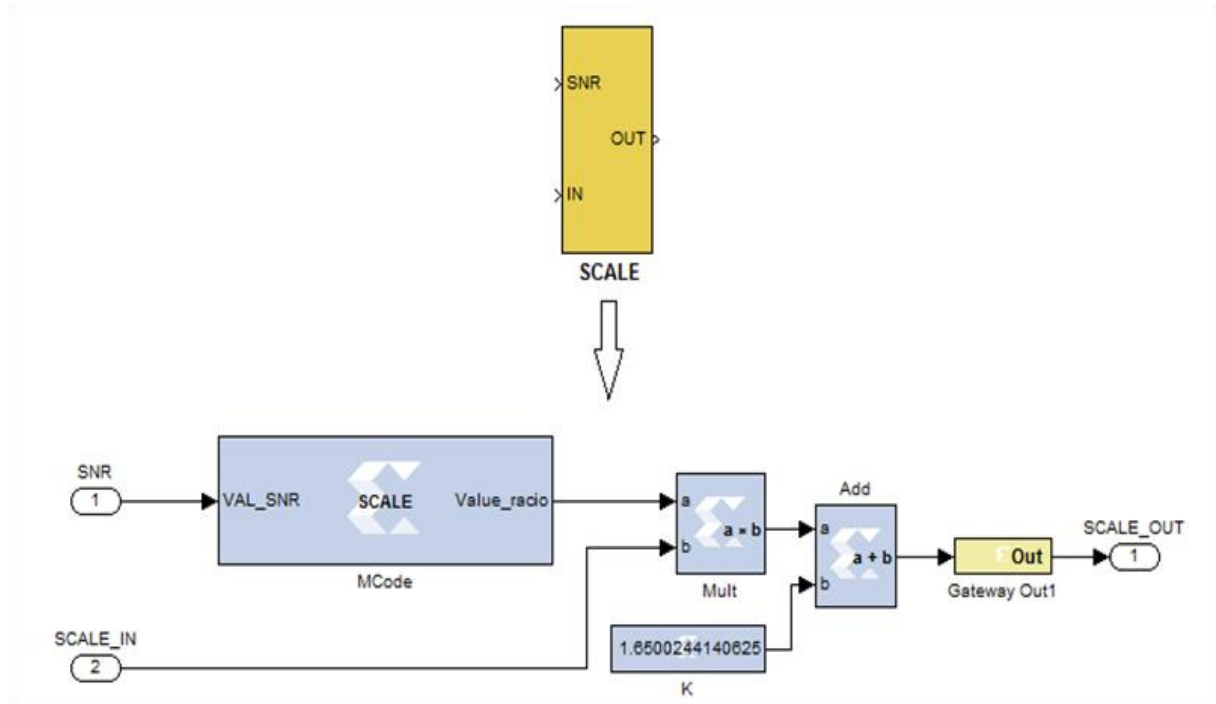


Figura 28 - Bloco de normalização da amostra para Conversor Analógico Digital.

Onde $SCALE_IN$ representa o valor à saída do canal de comunicação corrompido por um certo nível de ruído que se pretende normalizar para gama pretendida, V_{ref} é o valor de referência em torno da gama dinâmica à entrada do conversor analógico digital compreendida entre 0.0 a 3.3, o parâmetro R_2 é a resolução para o majorante do conversor analógico digital normalizada pelo valor 512, enquanto R_1 é resolução para o majorante em função do SNR programado escalonado em 255 pontos.

4.8 – Conversor Analógico Digital (ADC)

Certamente, com o desenvolvimento de tecnologias de processamento de sinal digital, os conversores analógicos digitais estão cada vez mais integrados em diversos equipamentos, dispositivos de comunicação, computação e outras aplicações de consumo, tais como câmaras fotográficas digitais, câmaras de cinemas digital e dispositivos portáteis, o que culminou repentinamente com crescimento explosivo no processamento analógico-digital, tendo em conta as suas características de baixo consumo de potência, baixo custo e elevada fiabilidade. O conversor analógico-digital converte um sinal analógico em sinal digital com um determinado número de bits.

Recorreu-se ao bloco conversor analógico digital do MATLAB/simulink figura 29 com 14 bits de resolução, com o propósito de aumentar a performance do sistema, compatível com o conversor analógico digital da *Spartan 3E FPGA* para posterior implementação do sistema de comunicação proposto, também de 14 bits. O valor da entrada do conversor está normalizado entre 0 a 3.3, usando o bloco *SCALE* o que corresponde a gama tensão real utilizada na FPGA. O conversor analógico digital permite truncar os valores a sua entrada para gama dinâmica de 0.4 a 2.9, sendo a mesma gama dinâmica dos valores pertencente a entrada do correlador *Matched Filter* para a realização das correlações entre um valor de entrada e os coeficientes armazenados localmente. O conversor ADC tem uma gama de tensão analógica de $\pm 1.25V$ (V_{escala}) em relação a 1.65V (V_{ref}). O circuito de captura analógica converte uma amostra de tensão de entrada analógica numa saída binária com uma resolução de 14 bits, usando a seguinte expressão do *datasheet* do *Spartan 3E FPGA*.

$$\text{valor ADC_OUT}[13:0] = \text{GAIN} * \left(\frac{V_{IN} - V_{ref}}{V_{escala}} \right) * 2^{N-1} \quad (4.4)$$

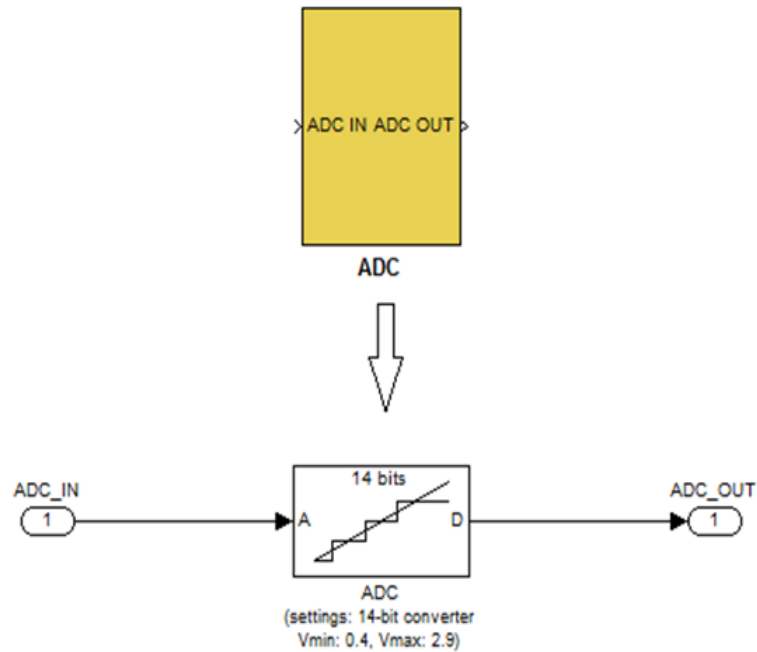


Figura 29 - Conversor Analógico Digital - ADC.

O parâmetro GAIN na equação 4.4 é programado no pré-amplificador e no conversor analógico digital da FPGA, de modo, que permita várias gamas de tensões de entrada. A escolha do parâmetro GAIN igual a -1 para esta implementação permite maximizar a gama de tensão de entrada no conversor analógico digital. V_{ref} é a tensão de referência do conversor analógico digital para cada valor da tensão de entrada enquanto V_{escala} é gama máxima suportada pela ADC em torno do valor $\pm 1.25V$ da tensão de referência, surge no denominador da expressão acima para normalizar o valor da tensão de entrada analógica e N é a resolução da ADC. A saída do conversor analógico digital apresenta um valor digital de 14 bits em complemento para dois, ao qual representa quantidade compreendida entre -2^{13} e $2^{13} - 1$.

É de salientar, que processo de conversão analógico digital envolve muitas a limitação da velocidade e resolução do ponto de vista global do sistema. Vários esforços têm sido centrados em desenvolvimento de conversores analógico digital que alcance alta velocidade e boa resolução, como no caso de conversor sigma delta. Sempre que possível é relevante utilizar um conversor analógico digital devido as suas capacidades de reduzir as necessidades quanto ao número, precisão e complexidade dos circuitos analógicos por facilidades de processamento no domínio digital. Esta vantagem é importante particularmente em aplicações de baixa tensão onde o processamento digital

pode ocorrer quando as exigências de potência são drasticamente reduzidas por processo de normalização.

4.9 – Receptor *Direct Sequence*

Neste projecto, cujo objectivo é a concepção de um sistema de comunicação sem fios usando umas das técnicas de modulação *Spread Spectrum – Direct Sequence*, o bloco receptor assume também uma importância elevada, quer do ponto vista da aquisição do sinal que chega ao receptor quer do ponto de vista da sua sincronização com o transmissor para uma correcta descodificação dos sinais. Na figura 30, encontram-se os quatro principais blocos de *Xilinx* da *System Generator* deste módulo **DSSS_RECEPTOR** que são, o bloco da estrutura *Matched Filter FIR*, *Counter*, *State_Machine* e os blocos de controlo (*alignstatev2*, *despreadcode*, *CodeError*).

N bloco **DSSS_RECEPTOR**, o sinal só está disponível ao bloco FIR depois de estar normalizado entre a gama 0.4 a 2.9 usando a operação inversa da equação 4.4. Esta adaptação do sinal é necessária pelo facto de o sinal à saída do conversor analógico digital estar compreendido entre valores -8192 e 8191 . O bloco **FIR** é um correlador que realiza uma série de correlações entre um determinado sinal de entrada e os coeficientes do filtro armazenado localmente. É uma estrutura constituída por um conjunto de filtros FIR, como se pode ver na figura 19, possui circuito de atrasos, multiplicadores em cadeia e os seus coeficientes são exactamente a sequência de Barker modificada de comprimento 10 utilizada neste projecto.

A descodificação do sinal transmitido inicia-se a partir do momento em que o filtro FIR disponibiliza à sua saída um sinal de correlação de pico máximos e mínimos bastante pronunciados e os picos secundários. O bloco **Counter** é um contador de chip, ou seja, *chip time*, que permite sincronizar o sinal de correlação à saída do filtro FIR durante um período de sequência de Barker modificada de 10 em 10 ciclos de relógio visto que os máximos e mínimos a serem descodificados acontecem periodicamente. Quando o bloco **Counter** estiver alinhado com o sinal recebido toda a aquisição será feita neste período tempo em função do nível de detecção definido para a determinação do bit de informação transmitido pela sequência de *spreading*. O nível de detecção pode ser definido em função do número de bit errado da sequência de *spreading* recebida.

O bloco **State_Machine** é uma máquina de estado sensível aos picos de correlação. Possui dois estados, em que o estado 0 verifica se existe o sincronismo no receptor através do bloco **alignstatev2** e em seguida averigua a existência de picos de correlação válidos para os diferentes níveis de *detecção* predeterminado. Se as duas condições forem satisfeitas permanece neste mesmo estado e continua indefinidamente no próximo ciclo a procura de um novo pico de correlação válido, caso contrário se uma destas condições não for verificada transita ao próximo estado 1 para verificar perda de sincronismo. Neste estado enquanto o receptor estiver alinhado passa-se novamente a verificação de picos de correlação, caso falhe, regressa ao estado 0.

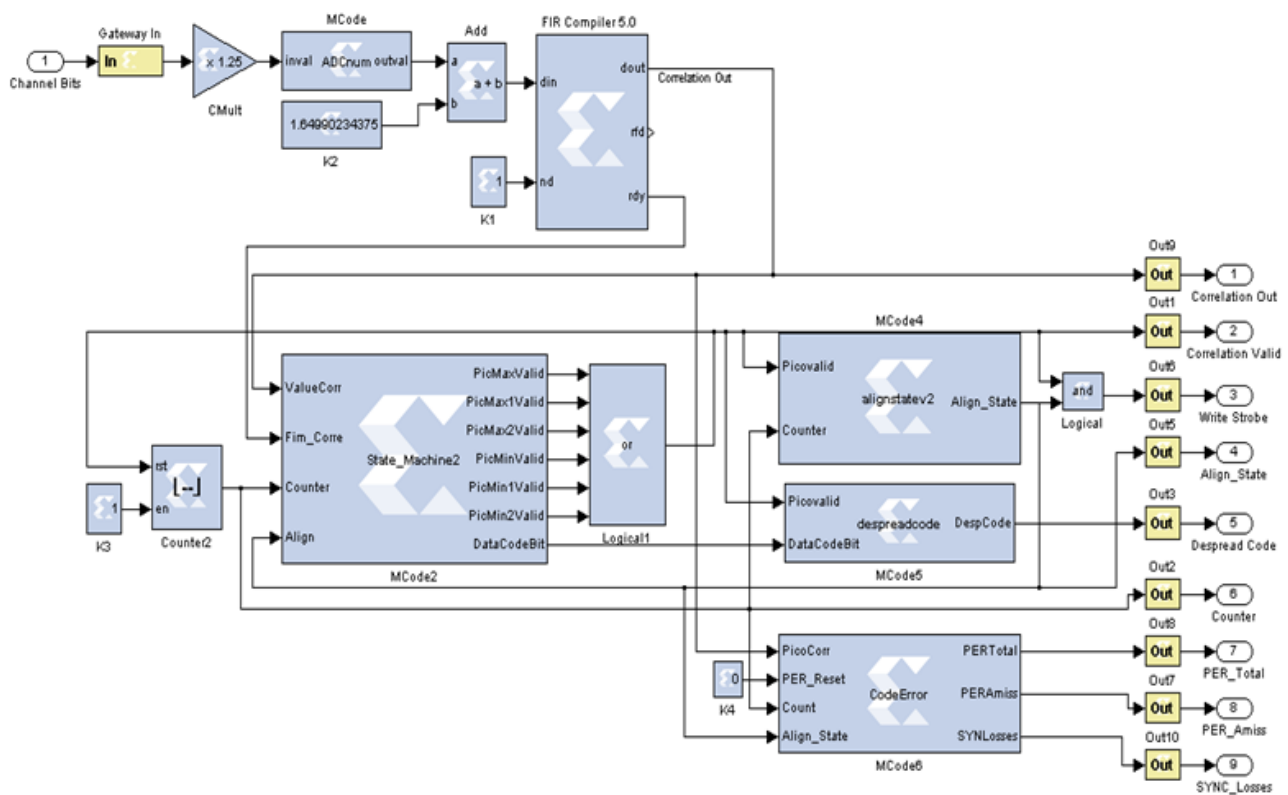


Figura 30 - Diagrama de Bloco do Receptor *Direct Sequence*.

4.10 – Resultados Analíticos e Experimentais

Nesta secção são apresentados os resultados experimentais, a medida da performance da taxa de erro de bit BER quando a disseminação do bit de dados feita pela modulação *Sequence Inverse Keying* é avaliada em função da capacidade do correlator *Matched Filter* implementado para detectar o sinal transmitido por um canal de comunicação sujeito ao ruído branco gaussiano aditivo programado. Sendo este sinal de saída do canal de comunicação adaptado à gama de valores de saída pela técnica de normalização linear para uma gama aceitável antes de ser codificado por um conversor analógico digital de 14 bits de resolução. As análises dos resultados experimentais são baseadas nos gráficos, onde a performance do sistema é avaliada em termos de BER em função da relação sinal-ruído (SNR) sujeito ao canal de transmissão.

4.10.1 – Nível de Decisão

Este parâmetro é muito importante para estimar a performance do sistema em geral. A sua escolha permite determinar e reduzir de forma bastante significativa a métrica de qualidade do sistema em termos de taxa de erro de bit BER em função do parâmetro relação sinal-ruído. A análise e estimativa deste parâmetro foram feitas com base nos seguintes gráficos de modo a fixar um nível de decisão óptimo, designado por nível de detecção, que conduzissem à taxa de erro de bit mais baixa possível. É um parâmetro de qualidade do sistema: uma vez fixado este parâmetro a grandeza dos resultados de correlação para picos positivos e negativos é periodicamente comparada com o resultado anterior, o que permite que o sinal de decisão á saída do *Matched Filter* sincronizado pelo *chip time*, o contador, seja comparado com o nível de detecção para definir o bit de dados a ser transmitido.

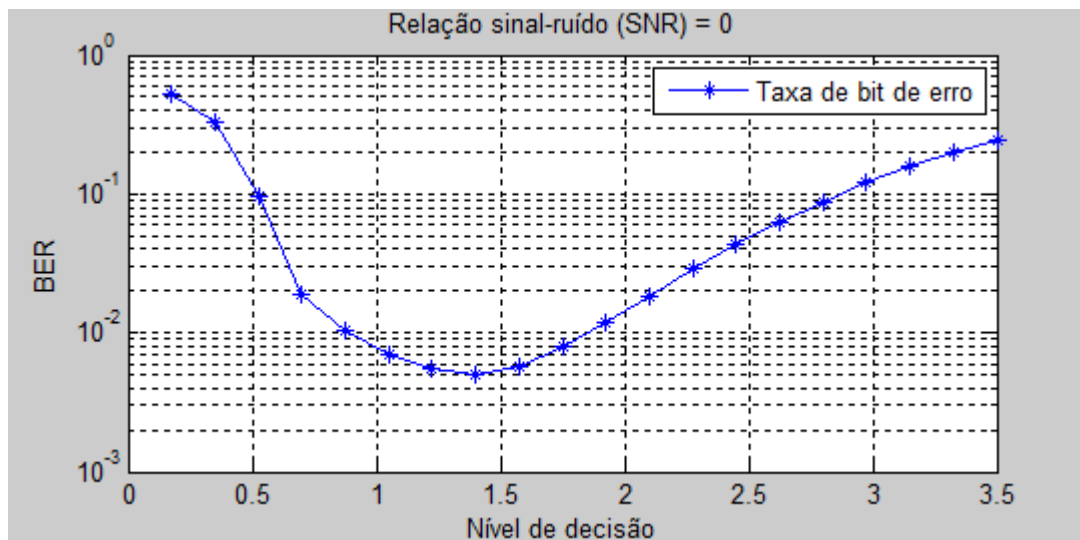


Figura 31 - Estimativa de nível de decisão para SNR de 0.vs. BER.

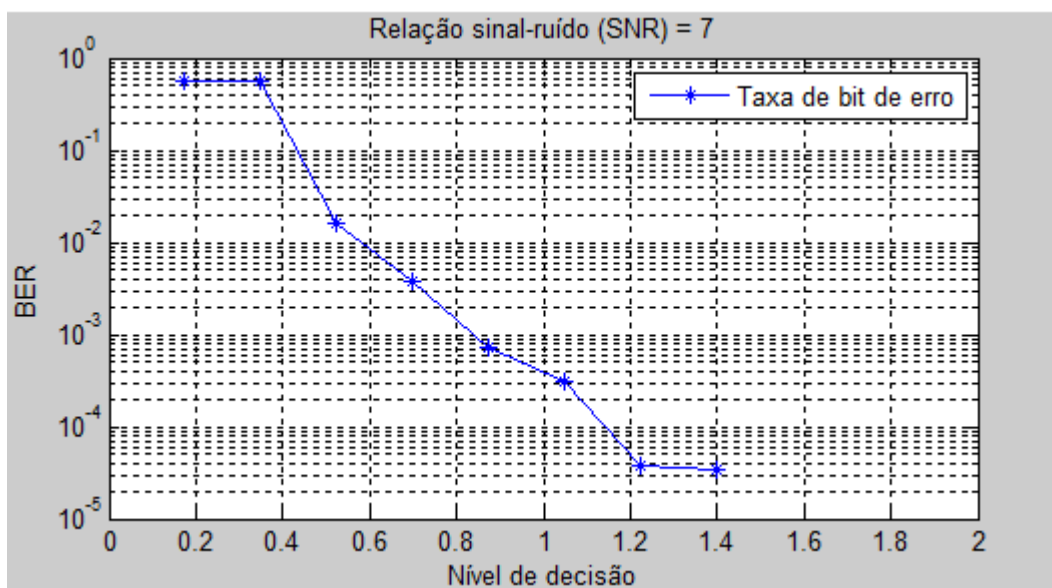


Figura 32 - Estimativa de nível de decisão para SNR de 7.vs. BER.

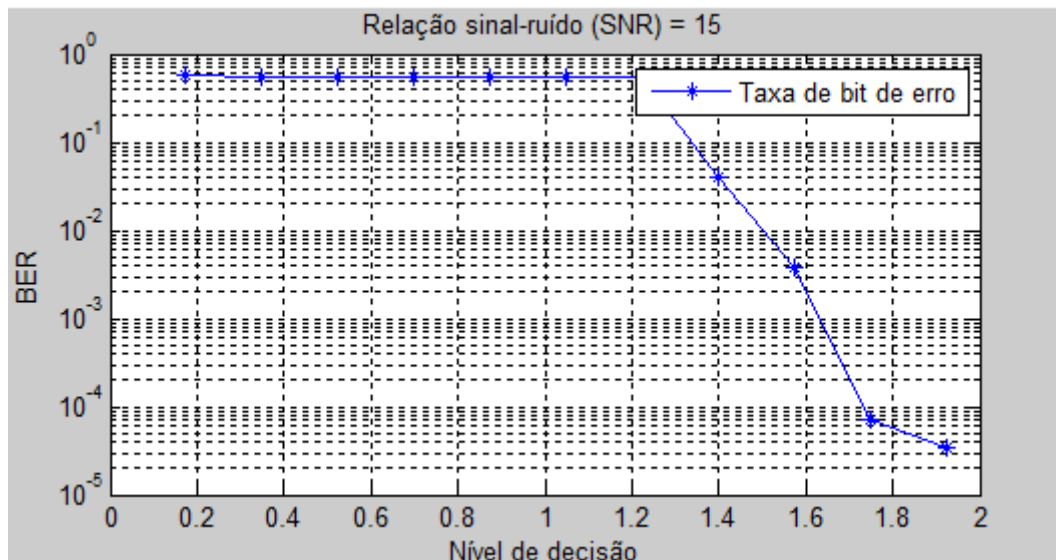


Figura 33 - Estimativa de nível de decisão para SNR de 15 vs. BER.

Nas três figuras acima, fica-se com a impressão de que a escolha do nível de detecção tem muita influência sobre a performance do sistema avaliado, quando o canal de transmissão AWGN é submetido a um certo nível de interferência controlado pelo parâmetro SNR com valor programado de 0, 7 e 15. A escolha destes parâmetros para a obtenção do nível de detecção óptimo foi feita de forma balanceada tendo em conta o longo período de tempo de simulação exigido. Os valores pertencentes aos extremos, no caso de SNR igual 0 reflecte a situação em que o meio é altamente ruidoso e os picos máximos e mínimos são de amplitudes muito baixa, aproximando-se dos picos secundários, tornando-se de difícil a recuperação do bit realmente transmitido. Enquanto SNR de 15 simula-se a situação ideal em que não se tem ruído, o que na realidade não se consegue atingir. Curiosamente, verifica-se que mesmo na situação de ausência de ruído se obtém uma taxa de erro superior em relação aos outros casos mencionados. Esta incoerência pode ser explicada pelo facto de não haver ruído nos picos secundários, são potenciados para amplitudes mais elevadas baralhando deste modo os verdadeiros máximos e mínimos de correlação na fase de aquisição. Para SNR de 7 tem-se uma situação pacífica, ou seja, o sinal que chega ao receptor tem uma componente de ruído não tão forte em relação ao sinal original. Comparando a performance do sistema de comunicação *Spread Spectrum* e a análise apresentada nas figuras 32 e 33, somos alertados para a necessidade de se fixar um nível de decisão que tenha impacto no comportamento do sistema, com intuito de obter melhores resultados. Assim o nível de detecção foi fixado em 2.2 o que permite um BER na ordem de 10^{-6} para uma relação sinal-ruído de 5dB como está ilustrada na figura 34. Estes resultados são bastantes satisfatórios para o que se propunha para este projecto em particular. Deste

modo o bloco *State_Machine* que tem como tarefa de discriminar os valores das correlações em torno deste nível de decisão óptimo fixado em 2.2 em módulo, admite pico de correlação da sequência de Barker bastante fraco ainda assim ser possível determinar como bit de sinal transmitido em situações de ambientes extremamente ruidosos.

4.10.2 – Performance de Taxa de Erro de Bit BER

A figura 34 apresenta resultado de simulação da performance BER de 2.23Mbps/s de informação de dados lançados no transmissor *Direct Sequence Spread Spectrum* disseminado pela técnica *Sequence Inverse Keying*. Ao nível deste resultado tem-se exactamente o que acontece em termos de desempenho aceitável do sistema *Spread Spectrum*, apresenta uma taxa de erro de bit muito baixa, o que significa que o sistema proposto apresenta uma boa performance ao de comunicação de dados. O nível de decisão fixado em 2.2 é comparativamente melhor taxa de erro bit em relação ao valor 1.401 como se pode verificar na figura 34.

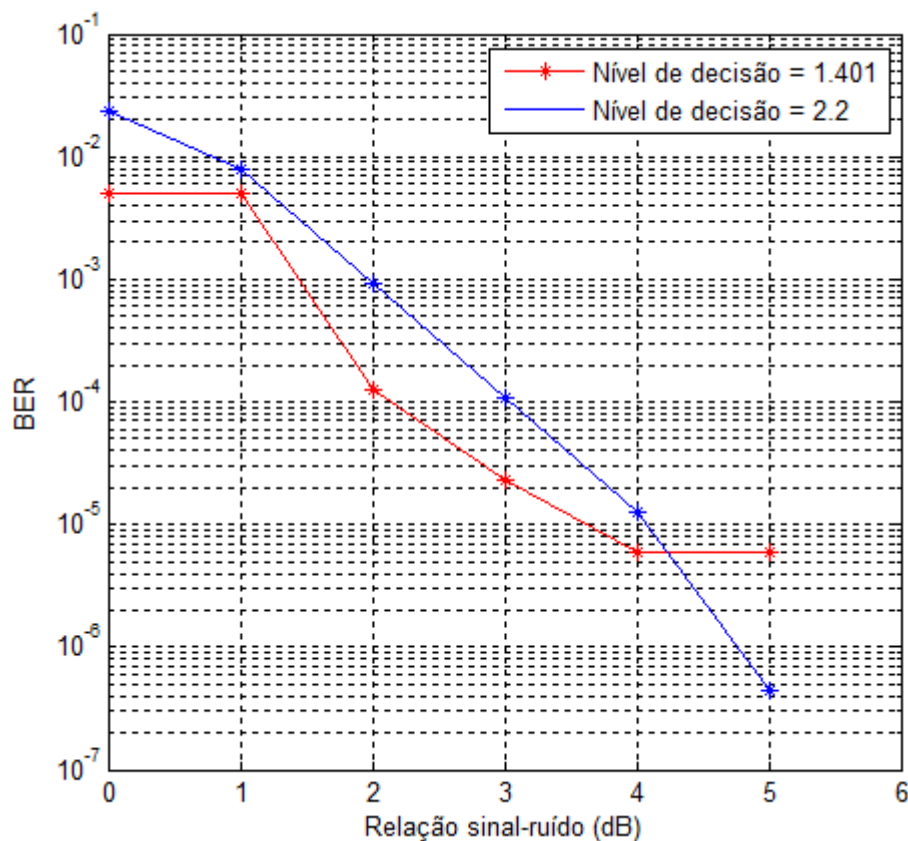


Figura 34 - Performance do sistema de comunicação DSSS.

Devido à limitação da capacidade de memória não foi possível submeter ao sistema em análise mais testes de simulação para além do nível de interferência do parâmetro da relação sinal-ruído de 5 dB, como se pode ver na figura acima apresentada. Estes resultados demonstram que técnica *Spread Spectrum* não é sensível a interferências produzidas no canal de comunicação, ao contrário do sinal de entrada do tipo ON/OFF que é muito sensível às pequenas interferências. A vantagem da técnica *Spread Spectrum* é sua capacidade inerente de mitigar as interferências e, por outro lado, ter menor complexidade do que outras técnicas com a mesma finalidade.

As tabelas 2 e 3 mostram os recursos de lógica necessária para implementação do sistema de comunicação por luz visível baseado pela técnica de modulação *Direct Sequence* desenvolvido para uma FPGA usando código Barker modificado. É visivelmente que o comprimento da sequência de *spreading* determina a quantidade de recursos utilizados. As diferenças estão evidentemente no receptor devido ao impacto que o comprimento do código tem nos recursos consumidos pelo *Matched Filter*. Os resultados que se encontram nas tabelas seguintes foram disponibilizados pela ferramenta de software de ambiente integrado (ISE) da Xilinx. Pode-se considerar que abaixo de 25% de recursos utilizados numa FPGA este tipo de sistema é de fácil integração neste tipo de hardware.

Tabela 2 - Recursos utilizados por uma FPGA Spartan 3E.

FPGA Spartan 3E - 3s500efg320-4						
Recursos	Emissor			Receptor		
	Utilizado	Disponível	%	Utilizado	Disponível	%
Número de Slices	3	4656	0.1	676	4656	14.52
Número de Slices Flip-Flop	8	9312	0.1	94	9312	1.01
Número de 4 Entradas LUTs	9	9312	0.1	1322	9312	14.20
Número de IOBs Ligados	5	232	2.2	129	232	55.60
GCLKs	1	24	4.2	1	24	4.17
MULT18X18SIOS	-	-	-	10	20	50.00

Tabela 3 - Recursos utilizados por uma FPGA Spartan 6.

FPGA Spartan 6 - 6slx45tfgg484 - 4						
Recursos	Emissor			Receptor		
	Utilizado	Disponível	%	Utilizado	Disponível	%
Número de Slices	8	54576	0.01	153	54576	0.3
Número de Slices Flip-Flop	8	-	-	93	364	25.5
Número de 4 Entradas LUTs	8	27288	0.03	386	27288	1.4
Número de IOBs Ligados	5	296	1.7	127	296	42.9

CAPÍTULO 5 – Conclusão

O texto que serve de base para este trabalho vai de encontro a algumas conclusões mais relevantes durante as várias fases deste projecto. O desenvolvimento do projecto permitiu-nos tirar ilações em duas perspectivas: a componente teórica e a componente prática. Na vertente teórica propriamente dita a abordagem focalizou-se de modo a contextualizar o início da tecnologia de comunicação por luz visível *Spread Spectrum*, os conceitos e métodos que estão por detrás desta maravilha tecnológica que hoje em dia está difundida pelos diversos dispositivos de sistema de comunicação alterando deste modo os nossos hábitos de vida.

Uma conclusão importante que se pode tirar neste tipo de sistema de modulação é a boa performance em ambientes adversos. Os resultados obtidos demonstram que o uso da técnica de modulação *Spread Spectrum* é eficaz no sistema de comunicação por luz visível. Devido a sua imunidade inerente aos sinais externos e ruídos que podem causar erros nas informações transmitidas e recebidas. A comunicação por técnica de espalhamento espectral pode ser muito útil na resolução de diferentes problemas de comunicação por luz visível por exemplo em ambientes interiores onde encontram-se interferências de luz artificiais e ruído alheio à comunicação. A quantidade de melhoria de desempenho que se obtém neste tipo de sistema é conseguida através de espalhamento espectral. É descrito em termos do chamado factor de ganho de processamento e a característica intrínseca associada a esta técnica de modulação. Em modulação por espalhamento de espectro a portadora do sinal de informação é transformada num sinal de transmissão com uma largura de banda muito maior do sinal em banda base.

Esta e as outras características conferem-lhe propriedades únicas que não se vislumbram noutras técnicas de modulação, assim como a boa integração da técnica de modulação *Spread Spectrum* em sistema de comunicação por luz visível. A comunicação por luz visível possui fortes potencialidades de vingar no mercado comercial, quer em cenário interiores – nos edifícios particulares, escritórios, edifícios públicos, quer em cenários exteriores como no caso de segurança rodoviário. O sistema proposto apresenta um baixo custo de fabricação e poderia ser facilmente adaptado às infraestrutura existentes (semáforos, veículos, etc).

As fontes de luz visível usando LEDs possuem propriedades e características benéficas para sistemas de comunicação por luz visível suportado pela técnica de modulação *Spread Spectrum*, pelo baixo consumo de potência, longevidade e por serem rápidos a comutar. É extremamente

importante em sistemas de comunicação por luz visível ter à partida o conhecimento da taxa de transmissão da fonte de luz que transmite o sinal de informação, por questões de capacidade destes dispositivos toda a comunicação fica limitada pela velocidade de comutação. Em termos experimentais os resultados da simulação permitem concluir com satisfação a performance desta arquitectura de comunicação de dados baseado nesta técnica de modulação em ambientes desfavoráveis quando o canal de comunicação é submetido ao ruído branco gaussiano aditivo AWGN. Os módulos de protótipo desta arquitectura de sistema de comunicação por luz visível foram construídos todos pelos blocos da System Generator da *Xilinx*, com excepção do conversor digital de maneira que o sistema possa ser lançado no futuro numa plataforma FPGA para posterior teste de experimentação ao nível físico. Relativamente aos blocos construídos é de salientar alguns dos mais importantes em toda esta arquitectura, tais como, do lado emissor tem-se o módulo que permite gerar a sequência de Barker modificada de comprimento 10 por meio de truncamento de dez em dez ciclos de relógio, que de seguida aplica-se o processo de disseminação do bit de dados de entrada através da modulação *Sequence Inverse Keying*. O bloco **SCALE** permite efectuar a normalização linear da gama dinâmica do sinal a saída do canal para gama 0.0 à 3.3, correspondente a gama de entrada do conversor analógico digital. Este bloco conversor analógico digital tem como objectivo aumentar a robustez do sistema as interferências com maior resolução do sinal a ser decodificado no receptor *Matched Filter*. Todos os blocos foram configurados de modo a apresentarem 14 bits de resolução. A escolha do *Matched Filter* na arquitectura do receptor para correlação vem ao propósito da sua resposta de impulso no domínio digital ter impacto bastante significativo na diminuição da relação sinal-ruído. A maior dificuldade deste trabalho prende-se no sincronismo do sinal de decisão a saída do *Matched Filter* e a sua decodificação através do bloco **despreadcode** em nível lógico '1' quando o pico de correlação é positivo e o nível lógico '0' quando o pico de correlação for negativo. A métrica utilizada para análises do desempenho deste sistema foi feita com base em taxa de erro de bit - BER em função do parâmetro SNR utilizada.

Uma proposta para trabalho futuro seria adaptar o sistema proposto para códigos de maior comprimento e verificar o seu desempenho em termos de impacto ao nível global do sistema. Outra proposta seria optimizar o sistema de modo a reduzir o número de bits de resolução do conversor analógico-digital.

Referências

1. Domingos Terra, M.F., Nuno Lourenço, Luís Nero and Rui L. Aguiar, *Visible-Light Transceiver Prototype*. 2011, Instituto de Telecomunicações Pólo de Aveiro p. 2.
2. Domingos Terra, M.F., Nuno Lourenço, Luís Nero and Rui L. Aguiar, *VLC Modulation Schemes*. 2010, Instituto de Telecomunicações Pólo de Aveiro Aveiro. p. 3.
3. Hidedata Nasu, Y.A., Kuosuke Kuroda And Hidenori Tatsuni (Sep. 19, 2006) *Wireless Communication System*.
4. Juan Montojo, A.F.A.K.B., *Supporting Multiple Access Technologies In A Wireless Environment*. Mar.4, 2003, United States Patent Application
5. Raymond L. Pickholtz, F., IEEE, Donald L. Schilling, IEEE And Laurence B. Milstein, Senior Member, IEEE *Theory Spread-Spectrum Communications*. May 1982., Tutorial.
6. R. Malik, S.M.I. (2001) *Spread Spectrum - Secret Military Technology to 3G*.
7. Cowart, B.E. (Sep. 8, 1992) *Correlator For Spread Spectrum Communications Systems*.
8. Burbach, R.D.a.M. (Jul. 15, 1997) *Spread Spectrum Transmitter*.
9. Roeder, A.W. (Mar.24, 1987.) *Spread Spectrum Correlation Receiver*.
10. Warren W. Harper, P.M.A.a.R.M.P., *Systems and Methods for Free Space Opticals Communication*, in *United States Patent*. 2009.
11. *Free Space Optical Communication*, in *United States Patent*. 2011.
12. *Auto-Tracking For Mobile Communication. Free Space Optical*, in *United States Patent*. 2009.
13. Bloom, S., *The Physics of Free-Space Optics*. 2001, AirFiber.
14. Domingos Terra, N.K.e.N.L., Luís Nero, Rui L. Aguiar, *Visible Light Communications For Intelligent Transportation In Road Safety Application*, U.d. Aveiro, Editor. 2011, Instituto de Telecomunicações, DETI.
15. D. Thomas Magill, F.D.N.a.G.P.E. (April. 4, 1994) *Spread – Spectrum Tecnology For Comercial Applications*.
16. Patent, U.S., *Spreading Code Acquisition for Direct Sequence. Spread Spectrum Signals*. 2010.
17. Ipatov, V.P. (2005.) *Spread Spectrum and CDMA, Principles and Applications*.
18. Patent, U.S., *Reduced Gain Spread Spectrum communication System And Method*. 2001.
19. Thakur, R.S.K.a.S. (Out. 10, 2006) *Acquisition and Tracking of Coarse/Acquisition Code With Relevant to Global Position System*.
20. Yin, H. (Fev. 1st 2005) *Spread Spectrum Techniques*.
21. Willian Brennan, J., *Spread Spectrum Frequency Hopping System And Method*. 2002: United States.
22. Sivakumar, T., *Frequency Hopping Communication System*. 2006: United States Patent.
23. Vigneron, C.B.a.P., *Frequency Hopping Communication System*. 2009: United States Patent
24. Fulton, F.F., *Direct Sequence Spread Spectrum*, in *Los Altos Hills*. 1997: United States Patent
25. Burrows, W., *Spread Spectrum Telemetry of Physiological Signals. Fremont* in *United States Patents* 1997.
26. Takashi Kondou, K.M.a.M.N. (2001 IEEE) *Application of road-to-Vehicle Communication and Ranging System Using. Spectrum Technique to ADS*.
27. Vogf, M. (2010) *Evaluation of Direct Sequence Spread Spectrum Modulation Technique for Digital Data Transmission With Ultrasound*.
28. Koppelaar, A.G.C., *Barker Code Detector*, in *Application Publication* 2007: United States Patent.
29. Xiangyong Zeng, J.Q.L., and Leihn (2007) *Generalized Kasami Sequence The large Set*. Transactions On Information Theory.
30. Stallng, W. (2003) *Data And Computer Communications*.
31. Meel, J. (Dec. 1999) *Spread Spectrum Introduction*. Hogeschool Voor Wetenschap & Kunst De Nayer Instituut.
32. Zigangirov, K.S. (2004) *Theory of Code Division Multiplr Access Commuication*.
33. Kettunen, K. (1997) *Code Selection of CDMA Systems*.
34. al, O.T.e., *Pseudo Random Number Generaor*, in *Application Publication U.S. Patent*, Editor. 2001.
35. Neugebauer, C.F., *Pseud Noise Coded Communication Systems*, in *Application Publication U.S. Patent*, Editor. 2005.
36. Stephens, J.P., *Digital SS systems* 2007, Wright State University.
37. M. C. P'eres, A.H., S. Urenã, C. De Marziani, A. Jiménez (2006) *FPGA- Based Implementation Of A Correlator for Kasami Sequences*.
38. Lakkis, I., *Spread Spectrum Encoding And Decoding*, in *Application Publication U.S. Patent*, Editor. 2010.
39. Lakkis, I., *Golay Code Generation*, in *Application Publication U.S. Patent*, Editor. 2007.
40. John M. Kowalski, H.W., *Systems And Methods For Reducing Peak. To Average Cross-Correlation For Sequences Designed By Alternating Projections*, in *Application Publication*, U.S. Patent, Editor. 2008.

41. Wong, T.F., *Code Acquisition And Tracking*, in *Spread Spectrum & CDMA*. 1999.
42. Simsa, J. (Set. 2006) *Spread Spectrum Signals Iin Modern Communications*.
43. (2009) *Code Acquisition In Direct Sequence Spread Spectrum Systems Using Smart Antenas*.
44. *Direct Sequence Spread Spectrum Communication System With Asynchronous Despreading*, in *Application Publication U.S. Patent*, Editor. 1993, Paul A. Lux and Jffrey M. Fischer.
45. Domingos Terra, N.K.e.N.L., Luís Nero, Rui L. Aguiar, *Design, Development And Performance Analysis Of DSSS- Based Transcriber For VLC*, in *Instituto de Telecomunicações,DETI 2010*, Universidade de Aveiro.
46. Feizeng, Q.A.J.Y. (2007) *Sequence-Inversion-Keyed Optical CDMA Coding/Decoding Scheme Using An Electrooptic Phase Modulator And Fibber Bragg Grating Arrays*.